



# ESCUELA TÉCNICA SUPERIOR DE INGENIEROS INDUSTRIALES Y DE TELECOMUNICACIÓN

Titulación:

INGENIERO TÉCNICO INDUSTRIAL ELÉCTRICO

Título del proyecto:

“CÁLCULO Y REDUCCIÓN DE PÉRDIDAS EN MÁQUINAS  
DE IMANES PERMANENTES”

Alumno: Javier Sola Sanz

Tutor: D. Jesús López Taberna

Pamplona, 7 de Septiembre de 2012

## **ÍNDICE**

### **CAPÍTULO 1: INTRODUCCIÓN**

<b>1.1. INTRODUCCIÓN</b>	<b>5</b>
<b>1.2. OBJETIVO</b>	<b>6</b>

### **CAPÍTULO 2: INTRODUCCIÓN A LAS MÁQUINAS DE IMANES PERMANENTES**

<b>2.1. LEYES FUNDAMENTALES DEL ELECTROMAGNETISMO</b>	<b>8</b>
2.1.1. Ley de Ampere	8
2.1.2. Ley de Faraday	8
2.1.3. Ley de Lenz	9
2.1.4. Inductancia	10
<b>2.2. FUNDAMENTOS DE LAS MÁQUINAS ELÉCTRICAS ROTATIVAS</b>	<b>11</b>
2.2.1. Densidad de flujo magnético en el entrehierro	11
2.2.2. Tensión inducida en una bobina de paso diametral	12
2.2.2.1. Sistema trifásico	14
2.2.2.2. Máquinas multipolares	14
<b>2.3. MÁQUINAS DE IMANES PERMANENTES</b>	<b>16</b>
2.3.1. Introducción	16
2.3.2. Tipos de máquinas de imanes permanentes	17
2.3.2.1. Imanes superficiales	17
2.3.2.2. Imanes interiores	18
2.3.3. Pérdidas en máquinas de imanes permanentes	19
2.3.3.1. Pérdidas en el cobre	20
2.3.3.2. Pérdidas en el hierro	21
2.3.3.3. Pérdidas en los imanes	23
2.3.3.4. Pérdidas mecánicas	24

## **CAPÍTULO 3: FUENTES DE PÉRDIDAS EN MÁQUINAS DE IMANES PERMANENTES**

<b>3.1. CAUSAS DE LAS PÉRDIDAS</b>	<b>26</b>
<b>3.2. FACTORES QUE AFECTAN A LAS PÉRDIDAS</b>	<b>28</b>
3.2.1. Número de ranuras, fases y combinaciones ranuras/polos	28
3.2.2. Longitud del entrehierro	28
3.2.3. Factor de potencia	28
3.2.4. Material de la chapa de sujeción del imán	29
3.2.5. Material de los imanes	29
3.2.6. Ancho de la abertura de las ranuras	31
3.2.7. Arco ocupado por el imán frente al arco polar	31
3.2.8. Velocidad del rotor	32
3.2.9. Corrientes de fase	34
3.2.10. Forma de onda de la densidad de flujo	35
3.2.11. Imanes superficiales o interiores	35

## **CAPÍTULO 4: CÁLCULO Y SIMULACIÓN DE PÉRDIDAS**

<b>4.1. CARACTERÍSTICAS DE LA MÁQUINA</b>	<b>38</b>
<b>4.2. CÁLCULO Y SIMULACIÓN DE PÉRDIDAS MEDIANTE PROGRAMAS FEM</b>	<b>41</b>
4.2.1. Simulaciones en vacío	46
4.2.2. Simulaciones en carga	50
4.2.3. Simulaciones en carga con armónicos	53
<b>4.3. CÁLCULO TEÓRICO DE PÉRDIDAS</b>	<b>56</b>
<b>4.4. CONCLUSIONES</b>	<b>58</b>

## **CAPÍTULO 5: APLICACIÓN DE LAS TÉCNICAS PARA LA REDUCCIÓN DE PÉRDIDAS EN LOS IMANES**

<b>5.1. MODIFICACIÓN DEL DISEÑO DE LAS RANURAS</b>	<b>61</b>
<b>5.2. MODIFICACIÓN DE LA POSICIÓN DE LOS IMANES</b>	<b>71</b>

<b>5.3. FRAGMENTACIÓN DE LOS IMANES</b>	<b>81</b>
<b>5.4. CONCLUSIONES</b>	<b>87</b>
<b>CAPÍTULO 6: CÁLCULOS TÉRMICOS</b>	
<b>6.1. INTRODUCCIÓN</b>	<b>90</b>
<b>6.2. TRANSFERENCIA DE CALOR</b>	<b>91</b>
6.2.1. Conducción	91
6.2.2. Convección	93
6.2.3. Radiación	95
<b>6.3. CÁLCULOS</b>	<b>96</b>
6.3.1. Cálculo de las pérdidas	96
6.3.2. Propiedades de los materiales	99
6.3.3. Sistema de refrigeración	105
6.3.4. Simulaciones térmicas con FLUX	107
<b>6.4. RESULTADOS Y CONCLUSIONES DE LAS SIMULACIONES TÉRMICAS</b>	<b>113</b>
<b>CAPÍTULO 7: CONCLUSIONES Y LÍNEAS FUTURAS</b>	
<b>7.1. CONCLUSIONES GENERALES</b>	<b>122</b>
<b>7.2. LÍNEAS FUTURAS</b>	<b>123</b>

## **1. INTRODUCCIÓN A LAS MÁQUINAS DE IMANES PERMANENTES**

### **1.1. CONTEXTO:**

El origen de este proyecto radica en la necesidad de diseñar un motor eléctrico de imanes permanentes destinado a la tracción de un autobús para transporte urbano, el cual, por la tarea que va a desempeñar, necesita ser de gran potencia, pero a su vez ha de ser compacto, fiable, robusto, y tener un buen rendimiento.

Los motores síncronos de imanes permanentes, también conocidos como “PM motors”, se caracterizan por tener una alta eficiencia, tamaño reducido y un amplio rango de velocidad de funcionamiento y par. Son motores cuyo uso ha crecido muy rápidamente estos últimos años por la aparición de los imanes contruidos a base de tierras raras (principalmente los compuestos por Neodimio-Boro-Hierro) que tienen un producto de energía muy superior al resto, relativo bajo coste y por ser muy adecuados en aplicaciones con convertidores de frecuencia donde se requieren amplios rangos de velocidad de funcionamiento con par constante.

Este tipo de máquinas no necesitan escobillas ni anillos rozantes al no haber bobinados en el rotor. Esto provoca también que las pérdidas por efecto Joule disminuyan considerablemente en el rotor. Esta reducción de pérdidas en el rotor es muy importante ya que esta es la parte más difícil de refrigerar de la máquina, dando lugar a diseños de máquinas de menor volumen y peso.

Pero aun y todo, no hay que perder de vista las pérdidas en el rotor, y en concreto, las pérdidas en los imanes y las temperaturas alcanzadas en los mismos. Estos imanes están compuestos por unos materiales que se caracterizan por tener una conductividad eléctrica relativamente alta (667000 S/m) y que por tanto favorecen la aparición de corrientes de Foucault, provocando pérdidas y calentamiento.

Teniendo en cuenta que la densidad de flujo remanente de los imanes disminuye con el aumento de su temperatura y que por consiguiente el par generado por la máquina disminuye, hay que prestar especial atención a las pérdidas y al calentamiento de la máquina en general, ya que nos podríamos acercar peligrosamente a la zona de desmagnetización irreversible de los imanes permanentes.

## **1.2. OBJETIVO**

Este proyecto tiene como objetivo el cálculo y la reducción de pérdidas en una máquina eléctrica de imanes permanentes que va a ser utilizada para la tracción de un autobús de transporte urbano.

Partiendo de un diseño realizado por una empresa de motores eléctricos, se desea estimar las pérdidas que tiene esta máquina, para asegurarse que el sistema de refrigeración diseñado va a ser suficiente y para tener conocimiento de determinar si los materiales escogidos y sus características (sección de los conductores, nivel de aislamiento de los materiales...) pueden soportar las temperaturas que se van a alcanzar durante su funcionamiento.

Para ello se realizarán los cálculos de pérdidas de la máquina tanto por métodos teóricos como por medio de software de análisis y diseño electromagnético por elementos finitos. Primero se detectarán las zonas afectadas por las pérdidas más críticas y peligrosas. A continuación se presentarán distintos factores que afectan a la existencia de dichas pérdidas y se presentarán diseños alternativos con las técnicas aplicadas para la reducción de las mismas, comparando los resultados obtenidos y valorando la eficacia de las modificaciones realizadas en cuanto a reducción de pérdidas

Por último se realizarán análisis térmicos de estos diseños para conocer las temperaturas que alcanzarán las distintas partes de la máquina con el objetivo de conocer si los materiales escogidos podrán soportarlas.

# **CAPÍTULO 2:**

# **INTRODUCCIÓN A LAS**

# **MÁQUINAS DE IMANES**

# **PERMANENTES**

## **2. INTRODUCCIÓN A LAS MÁQUINAS DE IMANES PERMANENTES**

### **2.1. LEYES FUNDAMENTALES DEL ELECTROMAGNETISMO:**

El funcionamiento tanto de las máquinas estáticas como rotativas se rige en las leyes fundamentales del electromagnetismo y por lo tanto se requiere, antes de proceder al estudio de la máquina objeto de este proyecto, conocerlas.

La descripción exacta de los campos electromagnéticos requiere el uso de las ecuaciones de Maxwell. Sin embargo, las bajas frecuencias a las cuales va a trabajar la esta máquina, permiten utilizar las aproximaciones correspondientes a campos cuasi-estacionarios. Este estado se define por medio de las leyes de Ampere, Faraday y Lenz que a continuación serán definidas y estudiadas.

#### **2.1.1. LEY DE AMPERE:**

La circulación de corriente eléctrica por un conductor genera un campo magnético alrededor de dicho conductor. La relación entre el campo magnético generado y la corriente se obtiene a partir de la ecuación de Ampere:

$$\oint H \times dl = i_{neta}$$

Donde H es la intensidad de campo que se mide en amperios-vuelta.

Para el caso de una bobina con N espiras que rodea un núcleo magnético la ecuación de Ampere queda de la siguiente forma:

$$\oint H \times dl = i_{neta} = N \times i$$

Conocida la intensidad de campo magnético se define la densidad de flujo magnético B.

$$B = \mu \times H$$

$$\mu = \mu_r \times \mu_0$$

Donde  $\mu$  es la permeabilidad magnética del material.

Conocidas la distribución de la densidad de flujo (B) a lo largo de la superficie (S), el flujo se obtiene como:

$$\phi = \int_S B \times dS = B \times S$$



Conocidos tanto la intensidad de campo magnético  $H$ , como su densidad,  $B$  y el flujo magnético, se puede representar el circuito electromagnético de una bobina alrededor de un núcleo ferromagnético de la forma que aparece a continuación.

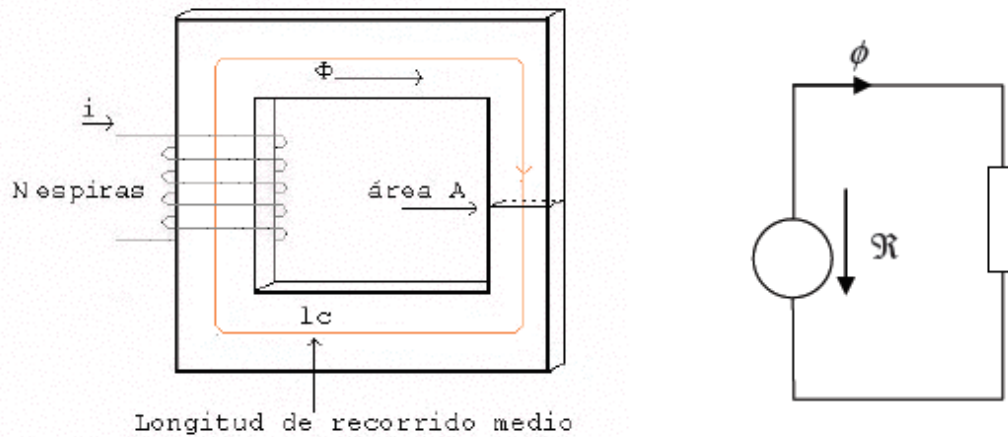


Fig.1

### 2.1.2. LEY DE FARADAY:

Cuando el flujo magnético abarcado por una espira varía, se induce en esta una tensión  $e$ , habitualmente llamada fuerza electromotriz (fem), cuyo módulo es igual a la derivada del flujo.

Esta variación del flujo puede ser debida a una variación temporal del campo magnético, a una variación en la posición relativa de la espira respecto del mismo, o bien a una combinación simultánea de ambas como en el caso de las máquinas rotativas. En éstas, la variación del flujo se debe a la variación del campo magnético temporalmente que se produce por la disposición de las ranuras y a la variación en la posición relativa de los devanados debido al movimiento giratorio del rotor.

Por lo tanto, la expresión de la tensión inducida en una espira es la siguiente:

$$e = - \left| \frac{d\phi}{dt} \right|$$

Y para el bobinado completo de  $N$  espiras:

$$e = -N \left| \frac{d\phi}{dt} \right|$$

### 2.1.3. LEY DE LENZ:

Los voltajes inducidos serán de un sentido tal, que se opongan a la variación del flujo magnético que las produjo. Es decir, la polaridad de un voltaje inducido es tal, que

tiende a producir una corriente, cuyo campo magnético se opone siempre a las variaciones del campo existente producido por la corriente original.

Por lo tanto el signo negativo de la expresión anterior indica que la tensión inducida se opone a la variación de flujo que la produce.

#### **2.1.4. INDUCTANCIA:**

Relación que existe entre el flujo total y la corriente que lo genera. También se la conoce como coeficiente de autoinducción o inductancia propia. Se define la inductancia por medio de la siguiente ecuación, suponiendo que se está en la zona lineal de la característica magnética de la bobina.

$$L = \frac{\psi}{i}$$

## 2.2. FUNDAMENTOS DE LAS MÁQUINAS ELÉCTRICAS ROTATIVAS:

En el siguiente apartado se han definido los aspectos teóricos referentes a las máquinas eléctricas rotativas que se utilizarán en el estudio teórico de la máquina objeto de estudio.

Todos los aspectos se definen y se calculan en base a una máquina ideal simplificada con las siguientes características:

- Simetría cilíndrica perfecta (entrehierro constante).
- Espesor del entrehierro muy pequeño en comparación con los diámetros exterior del rotor e interior del estator, que por lo tanto se tomarán iguales.
- Material magnético ideal en los circuitos magnéticos de rotor y estator, es decir se considerará la permeabilidad infinita, no habrá saturación de los materiales ni tampoco pérdidas en ellos.
- Los conductores serán puntuales, sin dimensiones transversales.

### 2.2.1. DENSIDAD DE FLUJO MAGNÉTICO EN EL ENTREHIERRO:

Según la ley de Ampere, si se hace circular una corriente por una bobina de paso diametral, se creará un campo magnético alrededor de esta cuya dirección se obtiene con la regla de la mano derecha.

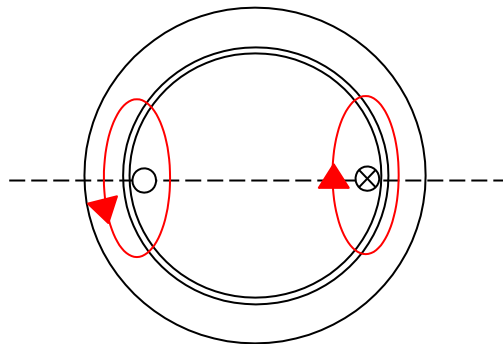


Fig.2

Para analizar la distribución del campo magnético a lo largo del entrehierro se aplica la ley de Ampere escogiendo una trayectoria que atravesase el entrehierro de forma perpendicular.

$$\oint H \times dl = \oint \frac{B}{\mu} \times dl = N \times I$$

Teniendo en cuenta que las líneas de flujo atraviesan por el camino de menor reluctancia y que  $\mu_{hierro} \gg \mu_{aire}$  y  $H_{hierro} = 0$

$$2 \times H \times g = N \times I$$

$$H = \frac{N \times I}{2g}$$

Por lo tanto a partir de la intensidad de campo, la inducción magnética B en el entrehierro es:

$$B = \mu_0 \times H = \frac{\mu_0 \times N \times I}{2g}$$

La forma de onda que representa la distribución del campo magnético es:

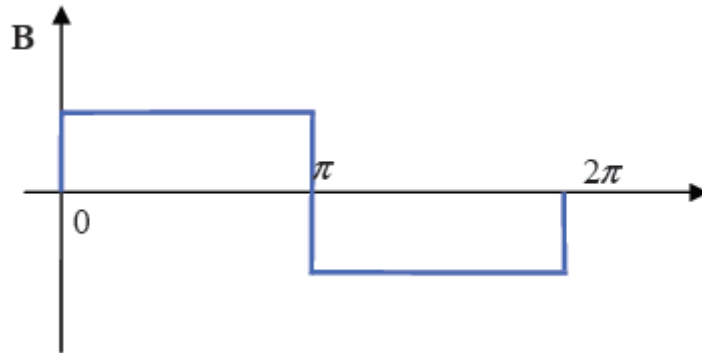


Fig.3

### 2.2.2. Tensión INDUCIDA EN BOBINA DE PASO DIAMETRAL:

Supóngase una máquina con una bobina en el rotor, de  $N_r$  espiras, por la que circula una corriente continua  $I_r$ , y otra en el estator que se deja en circuito abierto, con el rotor girando a una velocidad  $\Omega$  tal y como se muestra en la siguiente figura.

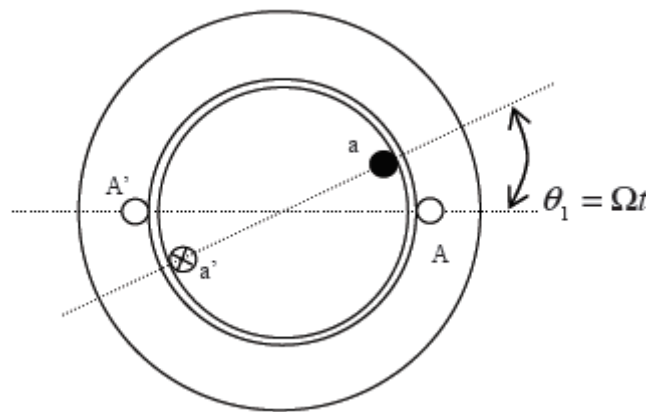


Fig.4

La distribución del campo magnético es la misma que la analizada en el punto anterior con la diferencia de que ahora la onda se desplaza con el rotor. Por lo tanto el flujo que ve la bobina del estator, es un flujo variable. Aplicando las leyes tanto de Faraday como de Lenz respectivamente, se inducirá una tensión en ésta.

La tensión inducida muestra la siguiente expresión:

$$e_{AA'} = \frac{d\psi_s}{dt} = N_s \times \frac{d\phi}{dt}$$

Para  $0 < \theta_1 < \pi$ :

$$\phi_s = \int_s B(\theta) \times dS = \frac{\mu_0 N_r I_r}{2g} \times l \times R \times (\pi - 2\Omega t)$$

$$e_{AA'} = -2N_s B l R \Omega$$

Para  $\pi < \theta_1 < 2\pi$ :

$$\phi_s = \int_s B(\theta) \times dS = \frac{\mu_0 N_r I_r}{2g} \times l \times R \times (2\Omega t - \pi)$$

$$e_{AA'} = 2N_s B l R \Omega$$

La forma de onda que presentará la tensión por lo tanto será:

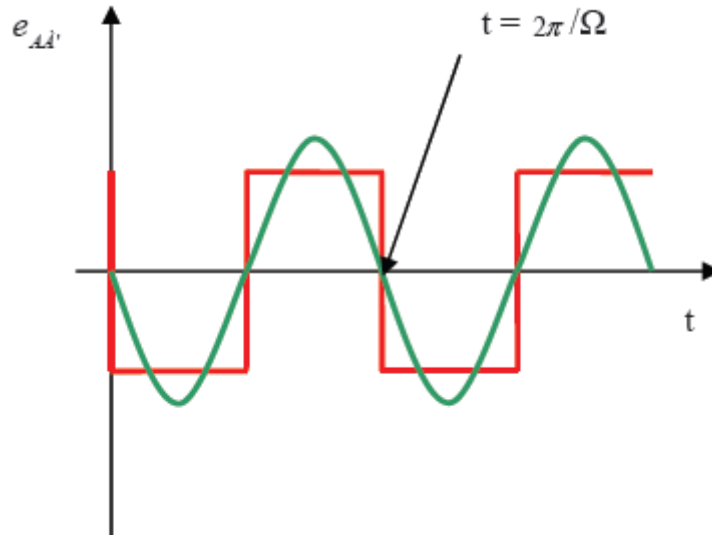


Fig.5

### **2.2.2.1. Sistema trifásico:**

Actualmente la mayoría de aparatos y componentes eléctricos de media o gran potencia funcionan de forma trifásica, por lo tanto para obtener un sistema de estas características por medio de la máquina anterior, basta colocar otras dos bobinas en el estator con el mismo número de espiras y desfasadas físicamente  $120^\circ$  entre sí.

### **2.2.2.2. Máquinas multipolares:**

La máquina anteriormente citada, se trataba de una máquina que solo tenía un par de polos, sin embargo, en una máquina eléctrica convencional lo habitual es que tenga más de dos pares de polos.

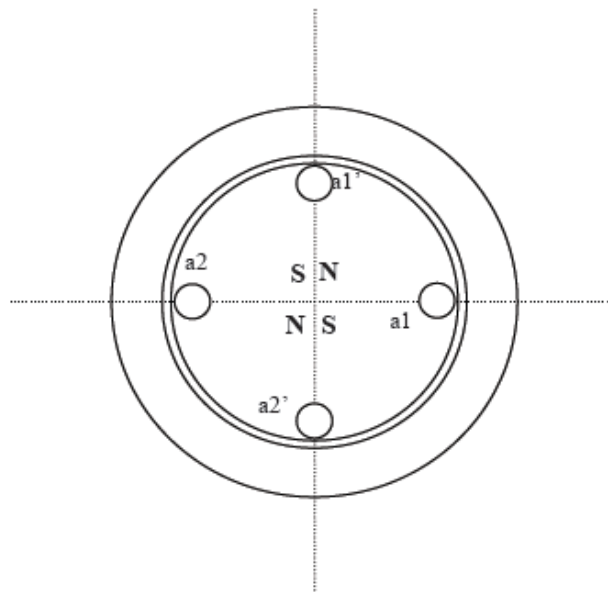


Fig.6: Máquina de 2 pares de polos

En este tipo de máquinas la distribución del campo magnético en el entrehierro se obtiene de forma análoga al caso anterior, con la diferencia de que ahora cada  $90^\circ$  mecánicos cambia la polaridad del campo. Se obtiene una onda cuadrada pero de frecuencia doble, es decir, a un periodo completo en el sentido geométrico, le corresponden dos periodos completos en el sentido electromagnético: dos alternancias completas de norte y sur.

Se establecen por tanto dos sistemas de referencia, eléctrico y mecánico relacionados por el número de pares de polos.

Se obtienen las siguientes relaciones entre variables:

Relación entre ángulos:  $\theta_e = \theta_m \times p$

Relación entre velocidades:  $\omega = p \times \Omega$

Relación entre frecuencias:  $F_e = p \times F_m$

Por tanto los valores de la densidad de flujo magnético y de la tensión inducida respectivamente:

$$B = \frac{\mu_0 \times \frac{N}{p} \times I}{2g}$$

$$e_{AA'} = \frac{d\psi_s}{dt} = \frac{N}{p} \times \frac{d\phi}{dt}$$

Donde N es el número de espiras para toda la máquina.

La mayor diferencia respecto de una máquina de un solo par de polos, es que la frecuencia de la tensión pasa a ser p veces superior.

## **2.3. MÁQUINAS DE IMANES PERMANENTES**

### **2.3.1. INTRODUCCIÓN**

A diferencia de las máquinas síncronas convencionales, las cuales tienen un rotor bobinado por el cual se hace circular una corriente continua que genera el campo magnético del rotor, en las máquinas de imanes este campo es generado por unos imanes permanentes que se colocan en el rotor.

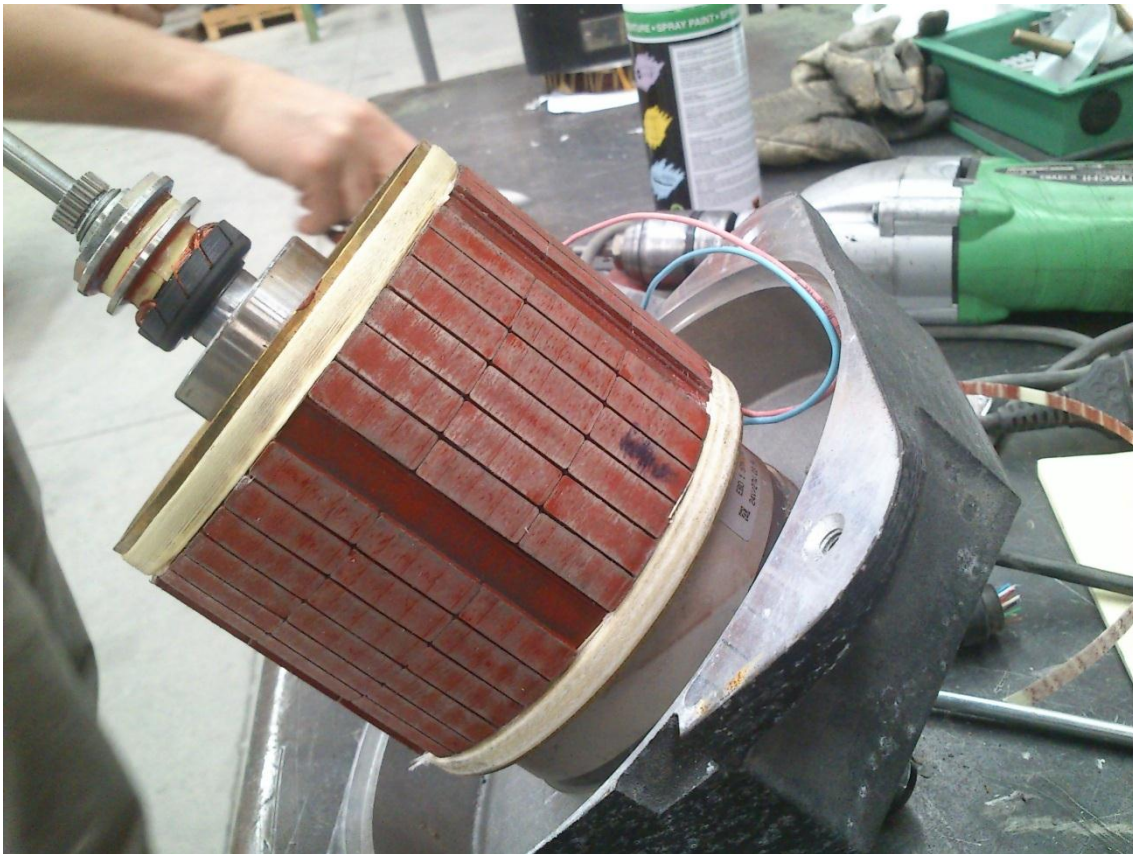


Fig.7: Rotor de imanes permanentes.

Este tipo de motores presentan una serie de ventajas respecto a los motores síncronos tradicionales. Como no hay bobinados de campo, no tenemos pérdidas en el cobre del rotor, ni tampoco necesidad de escobillas ni de anillos rozantes para acceder al rotor. Además, con la última generación de imanes permanentes, estos motores son más pequeños que los motores bobinados de la misma potencia, disminuyendo así el coste en otros materiales.

Estos imanes permanentes se construyen con materiales ferromagnéticos. De todos los elementos de la tabla periódica, hay tres que presentan un comportamiento magnético radicalmente distinto: es la llamada tríada o terna del hierro, el cobalto y el níquel. Estos tres elementos tienen la extraordinaria propiedad de magnetizarse en



una proporción enormemente mayor que todos los restantes. Particularmente el hierro presenta una permeabilidad magnética del orden de 104, es decir que desarrolla en su interior un campo magnético 10000 veces superior al que se le aplica externamente.

Si se disminuye el campo magnético  $H$ , los dominios comienzan a moverse hacia su dirección inicial, hasta que encuentran una posición estable denominada de “magnetización fácil”. Cuando el campo magnético externo se anula, los dominios del material mantienen una componente neta distinta de cero, originando una inducción magnética remanente ( $B_r$ ). Este efecto permite crear imanes permanentes y es responsable del efecto conocido como histéresis magnética.

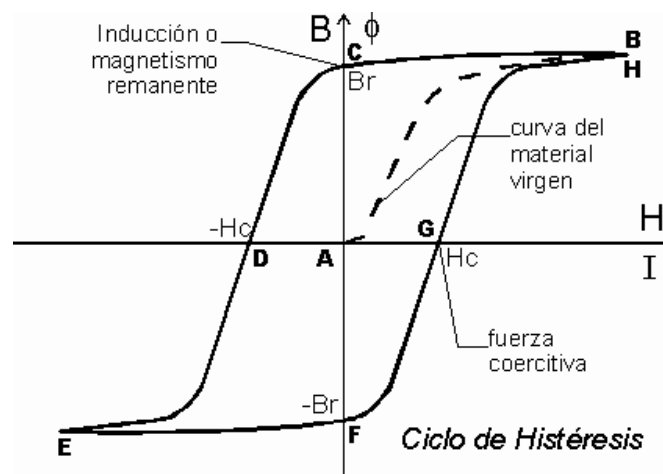


Fig.8: Ciclo de histéresis.

Debido a la histéresis, cuando se anula el campo magnético exterior aplicado a un material ferromagnético, en éste queda un momento magnético distinto de cero ( $B_r$ ), generando así un imán denominado, imán permanente. Observando la figura correspondiente al ciclo de histéresis se puede observar como aparece un flujo remanente, causante del imán permanente, y un campo coercitivo ( $H_c$ ), necesario para anular la densidad de flujo del imán permanente.

En los núcleos magnéticos sometidos a campos magnéticos variables se dan dos tipos de pérdidas: Pérdidas por histéresis y pérdidas por corrientes de Foucault.

### **2.3.2. TIPOS DE MÁQUINAS DE IMANES PERMANENTES**

En este apartado se va a proceder a analizar los tipos de máquinas de imanes permanentes más usados que existen, desde un punto de vista constructivo.

#### **2.3.2.1. Imanes superficiales**

En este tipo de rotor, los imanes se van colocando sobre la superficie del mismo. Con este diseño se consigue la mayor densidad de flujo en el entrehierro y se

aprovecha al máximo la energía de los imanes al estar colocados en la posición más cercana posible a los bobinados del estator.

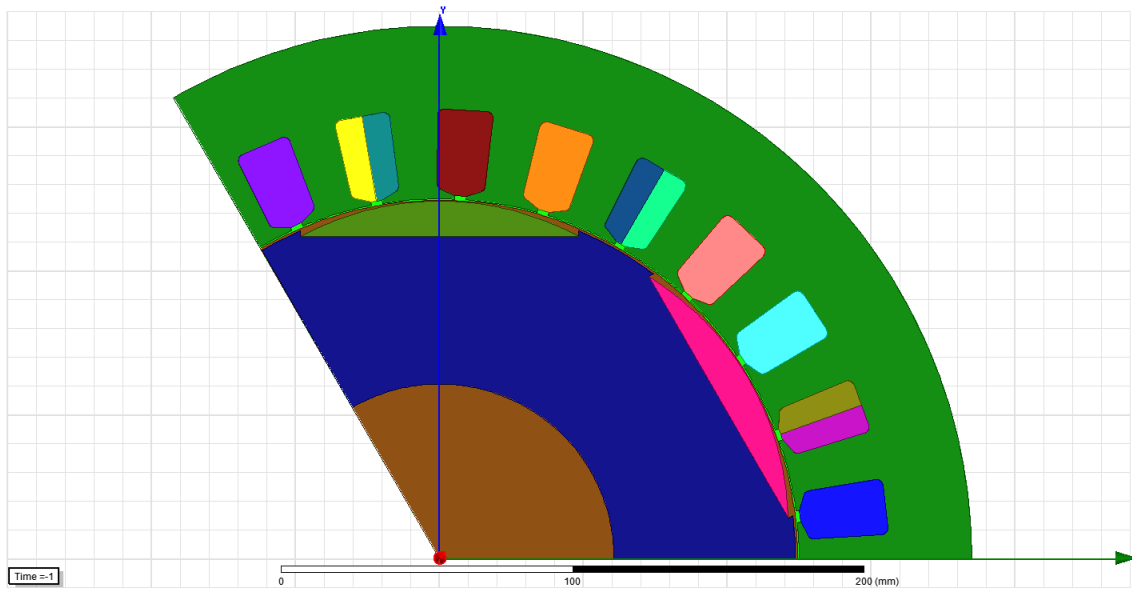


Fig.9: Sección de 120° de una máquina de imanes superficiales

### 2.3.2.2. Imanes interiores

En este tipo de configuración, como bien indica el nombre, los imanes se colocan en el interior del rotor. Hay distintas formas de colocarlos pero las más usadas son en forma de “I”, verticalmente y horizontalmente y en forma de “V”. A continuación se muestran dos ejemplos, uno en “I” horizontal y otro en “V”.

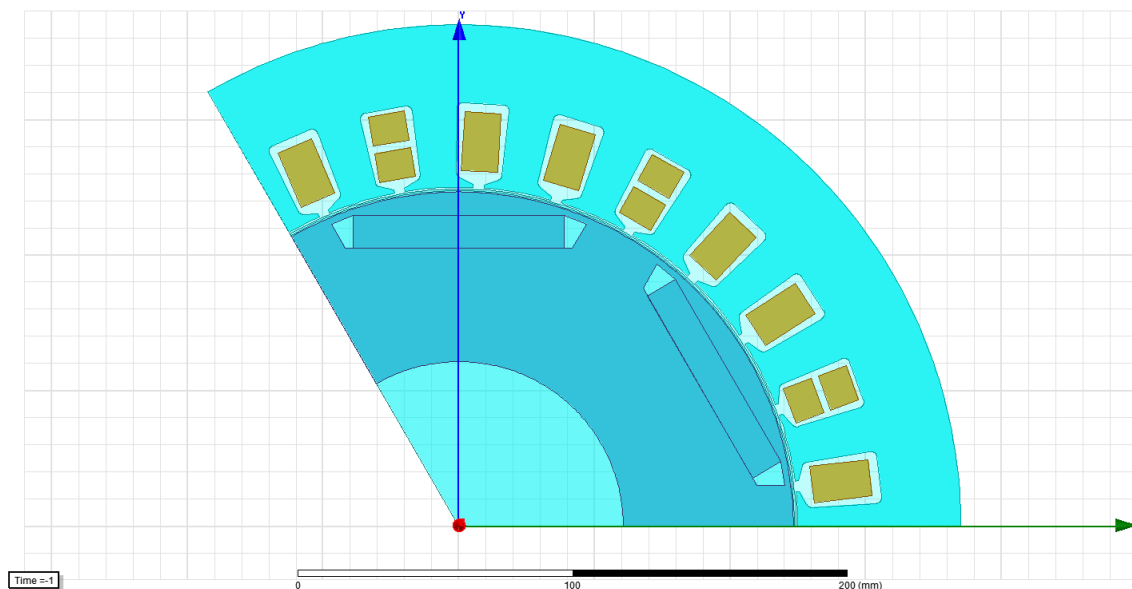


Fig.10: Sección de 120° de una máquina de imanes interiores en forma de “I”

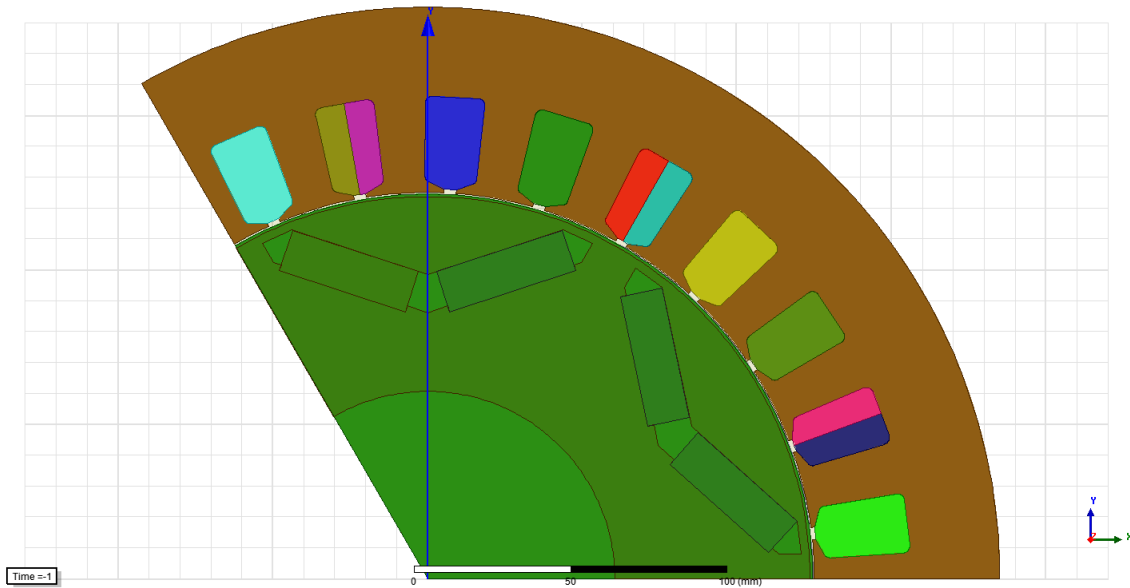


Fig.11: Sección de una máquina de imanes interiores en forma de "V".

Como ventaja de esta configuración se puede mencionar que los imanes están más protegidos contra la desmagnetización parcial ya que al estar más alejados del estator se producen menos pérdidas por corrientes de Foucault en los mismos y menos calentamiento por tanto. Pero también tienen una desventaja, al ser los imanes cuadrados no producen una densidad de flujo en el entrehierro tan senoidal como pueden producir unos imanes superficiales curvos, disminuyéndose la amplitud de su armónico fundamental. Así que si se usan imanes interiores en vez de superficiales hay que colocar imanes con un volumen mayor para conseguir la misma potencia que con los superficiales.

### 2.3.3. PÉRDIDAS EN MÁQUINAS DE IMANES PERMANENTES

Las pérdidas en un motor eléctrico se definen como la diferencia entre la potencia de entrada y la potencia de salida, siendo en el caso del motor la potencia de entrada la potencia eléctrica y la potencia de salida la potencia mecánica en el eje.

$$P_{perd} = P_{ent} - P_{sal}$$

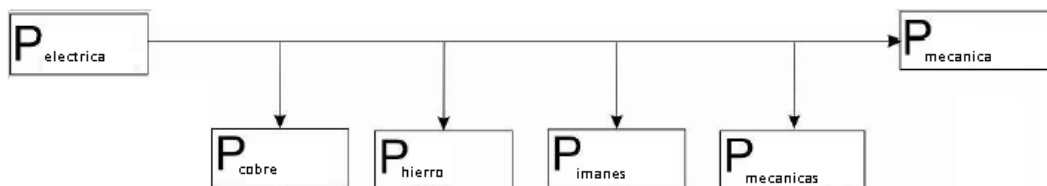


Fig.12: Diagrama de potencias.

Las pérdidas en una máquina síncrona de imanes permanentes se pueden resumir como:

$$P_{perd} = P_{cu} + P_{hierro} + P_{imanes} + P_{mecanicas}$$

### **2.3.3.1. Pérdidas en el cobre**

Por regla general, las pérdidas en el cobre suelen ser las mayores. Son pérdidas por efecto Joule, y que dependen de la corriente que se hace circular por los bobinados del estator y de la temperatura de los mismos.

La ecuación principal para el cálculo de las pérdidas en una fase es muy sencilla:

$$P_{cu} = R_{faseA} \cdot I^2$$

Donde  $I$  es la corriente de la fase y  $R_{faseA}$  es la resistencia del devanado de la fase A. Para el cálculo de la resistencia,

$$R_{faseA} = \frac{l}{\sigma_{cu} \cdot S}$$

Donde  $l$  es la longitud del cobre que compone toda la fase A (m),  $S$  es la sección en ( $\text{mm}^2$ ) del conductor y  $\sigma_{cu}$  es la conductividad del cobre. La conductividad del cobre depende de la temperatura y se define como

$$\sigma_{cu} = \sigma_{20^\circ\text{C}} \cdot (1 + T - 20) \cdot \alpha_{20^\circ}$$

Donde  $\alpha_{20^\circ\text{C}} = 0,00381$  y  $\sigma_{20^\circ} = 59,6 \cdot 10^6 \text{ S/m}$

Con las ecuaciones que se han presentado se calcularán las pérdidas de componente continua. Pero hay que tener en cuenta también un fenómeno que aparece cuando circula una corriente alterna por un conductor: el efecto pelicular. Es la tendencia que tienen las corrientes alternas cuando circulan por un conductor a distribuirse dentro de un conductor de manera que la densidad de corriente cerca de la superficie del conductor es mayor que en su interior. Es decir, la corriente tiende a fluir por la superficie del conductor. El efecto pelicular hace que la resistencia del conductor aumente con la frecuencia ya que la mayor parte del conductor va a transportar poca corriente y se debe a corrientes de Foucault creadas por corrientes alternas.

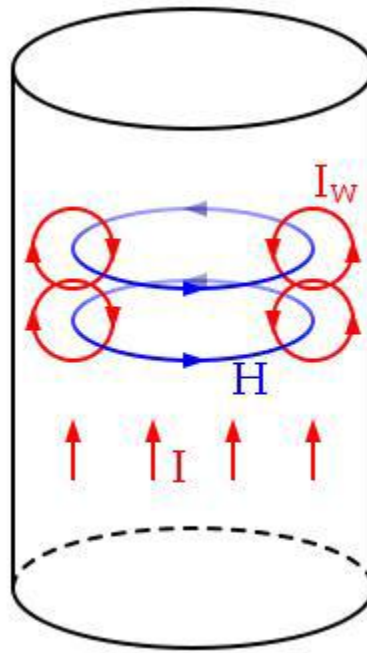


Fig.13: Corrientes de Foucault dentro de un conductor cilíndrico

En el caso de la máquina objeto de estudio en este proyecto, este efecto en los conductores de cobre va a ser despreciado para el cálculo de la resistencia de las fases ya que va a trabajar a bajas frecuencias.

### 2.3.3.2. Pérdidas en el hierro

Por otro lado tenemos las pérdidas en el hierro producidas en el núcleo magnético de la máquina. Estas pérdidas, causadas por histéresis y corrientes de Foucault, aumentan con la velocidad y generalmente suelen ser la segunda fuente mayor de pérdidas.

La histéresis, como ya se ha mencionado anteriormente, es un fenómeno que aparece en unos pocos materiales al ser sometidos a campos magnéticos variables. En nuestro caso concreto del hierro, cuando se deja de aplicar un campo magnético, algunos de los dominios siguen permaneciendo orientados, creando un imán permanente. Así que aunque la intensidad de campo magnético  $H$  (A/m) sea cero, la densidad de flujo no se cancela. El cambio de orientación de estos cristales hace que se produzcan pérdidas y se traduzcan en calor. Como se puede observar en la siguiente figura las pérdidas para un periodo se pueden calcular con el área de la curva  $B$ - $H$ , y que son proporcionales a la frecuencia aplicada. La línea discontinua representa la curva original para un material que aún está sin magnetizar.

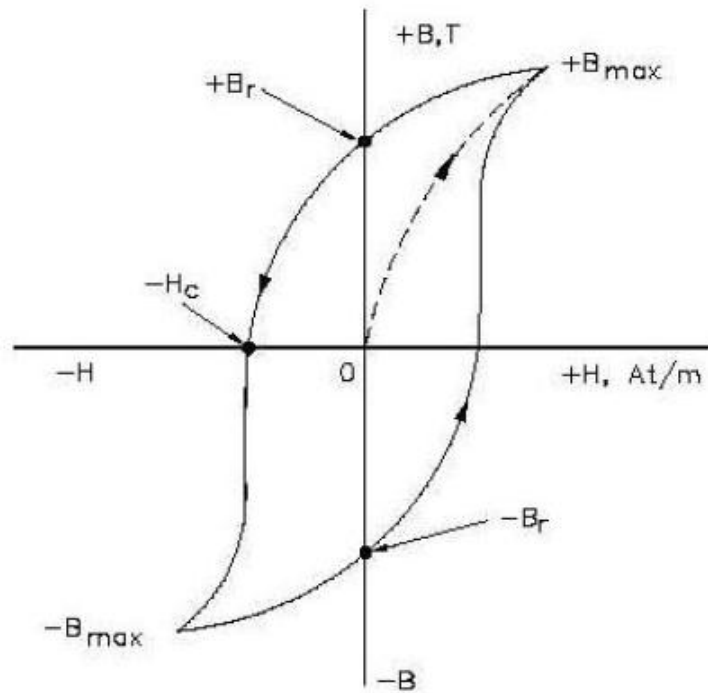


Fig.14: Ciclo de histéresis.

También hay que tener en cuenta la saturación del material. Como se ha dicho antes, cuando se aplica un campo a un material ferromagnético los dominios comienzan a orientarse. Pero si continuamos aumentando el campo aplicado, llega un momento en que por mucho que incrementemos el campo la densidad de flujo no aumenta porque todos los dominios están ya orientados.

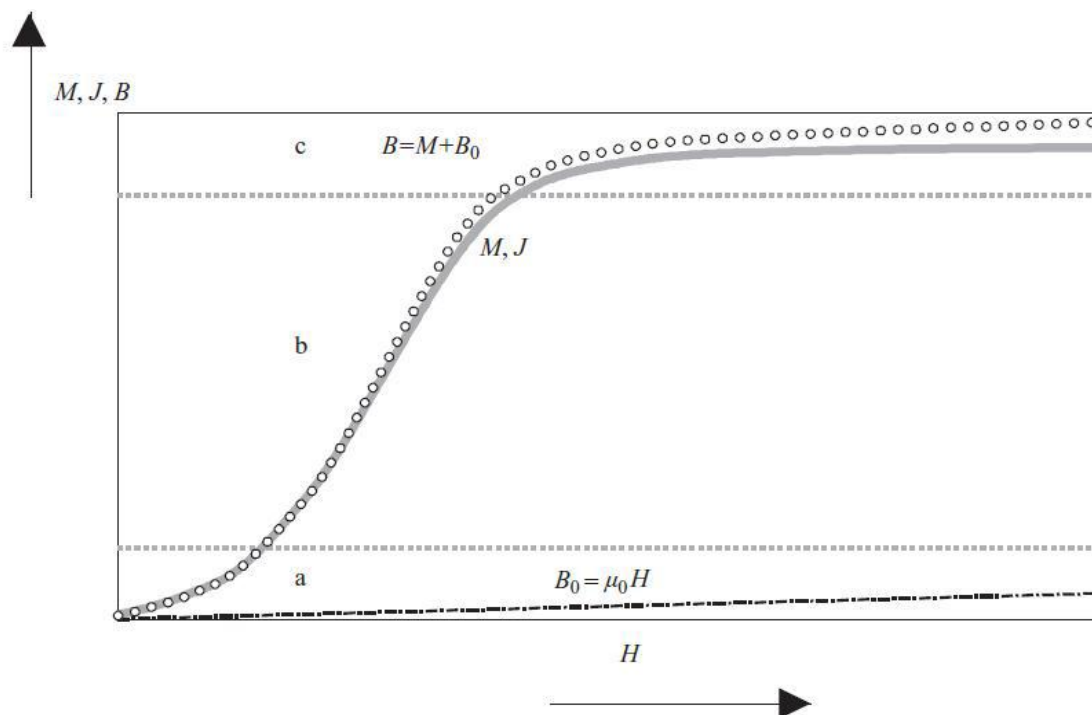


Fig.15: Curva de saturación de un material

No hay que olvidar que el hierro al estar expuesto a campos magnéticos variables y al tener una conductividad relativamente alta, hace que se induzcan corrientes de Foucault. Estas corrientes circularán por un material que tiene una resistencia y que por tanto causa pérdidas por efecto Joule. Para solucionar este problema se suelen utilizar un par de técnicas en la construcción de máquinas eléctricas: por un lado se utilizan aleaciones de hierro con silicio para aumentar la resistividad del material y por otro lado, en vez de construir la máquina de un bloque de hierro se construye mediante láminas apiladas, que no deja que circulen las corrientes de Foucault de una a otra.

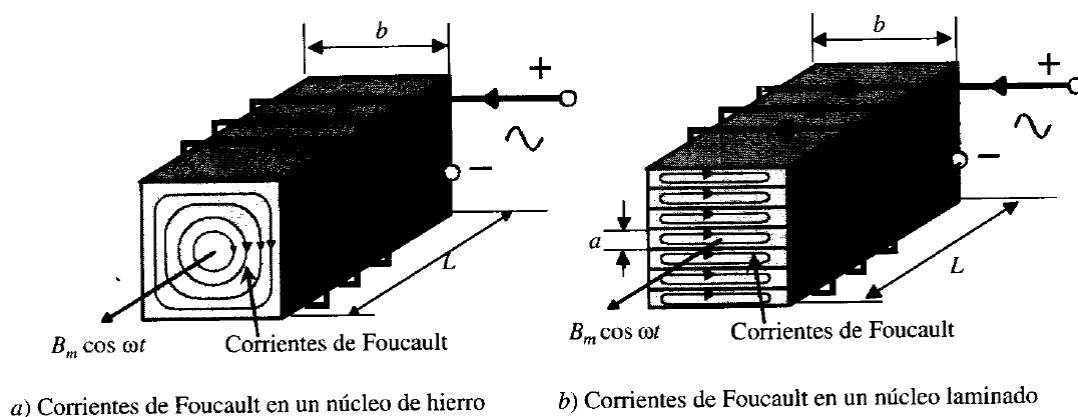


Fig.16: Comparación de un núcleo macizo frente a uno laminado

### 2.3.3.3. Pérdidas en los imanes

Las pérdidas en los imanes se deben a dos factores: temperatura y a las corrientes de Foucault. Los imanes pierden sus propiedades con el aumento de temperatura, y al fin y al cabo, las corrientes de Foucault son las que causan este calentamiento. No se van a volver a explicar porque ya se han explicado anteriormente. Hay que prestarles especial atención ya que pueden ser una fuente importante de pérdidas, y lo que es peor, pueden llevar a los imanes a una desmagnetización parcial irreversible.

Actualmente los imanes permanentes más utilizados en grandes máquinas eléctricas son, los contruidos a base de tierras raras (Neodimio-Boro-Hierro). Estos presentan un producto de energía máximo muy superior al resto, con buenas características mecánicas.

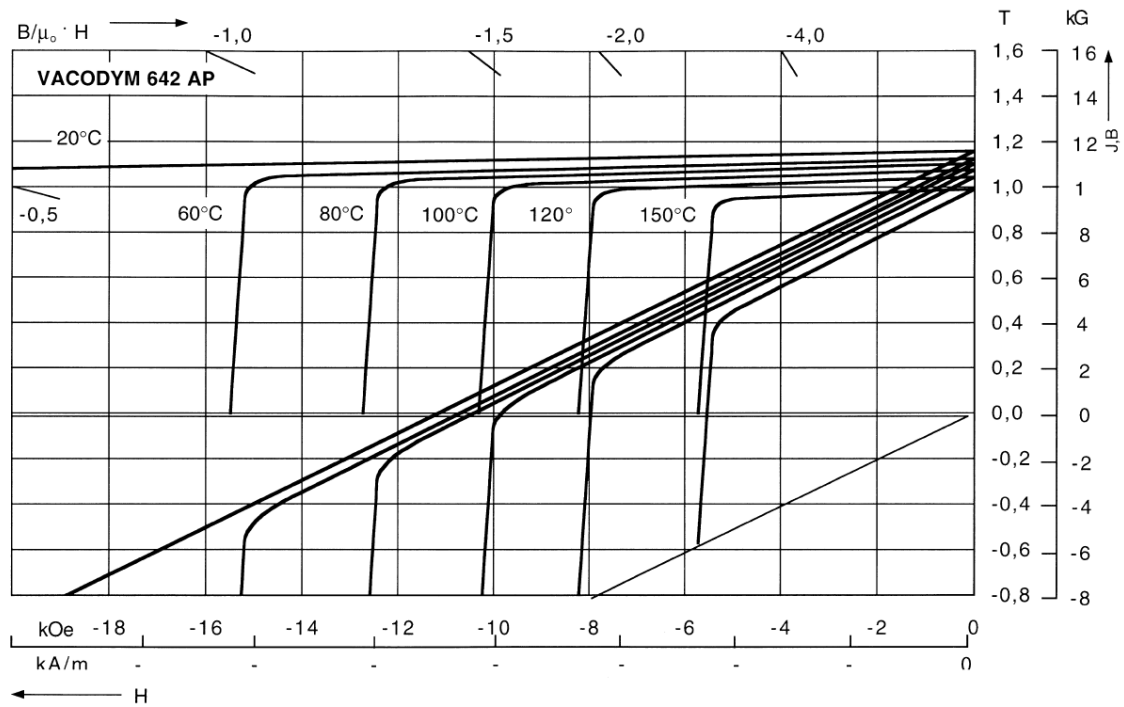


Fig. 17: Curva de polarización y desmagnetización del imán en función de la temperatura

Como se puede observar, con el aumento de la temperatura del imán la densidad de flujo remanente de los imanes disminuye. A su vez esto hace que la capacidad de generar par de la máquina disminuya, ya que esta depende de la tensión inducida, que es directamente proporcional a la densidad de flujo remanente. Además, cuanto más elevada es la temperatura del imán, el codo de desmagnetización ocurre con una densidad de flujo mayor, por tanto es más fácil de que ocurra la desmagnetización parcial del imán en caso de falta (cortocircuito por ejemplo) y/o en condiciones de debilitamiento de campo.

#### 2.3.3.4. Pérdidas mecánicas

Estas pérdidas suelen ser debidas a fricciones en rodamientos y cojinetes y a rozamientos con el aire. Este tipo de pérdidas no se van a tratar en este proyecto.



# **CAPÍTULO 3:**

## **FUENTES DE PÉRDIDAS EN MÁQUINAS DE IMANES PERMANENTES**

### 3. FUENTES DE PÉRDIDAS EN MÁQUINAS DE IMANES PERMANENTES

Como se podrá ver en los próximos capítulos, las pérdidas más importantes en la máquina objeto de análisis de este proyecto van a estar en los imanes. No es porque vayan a ser las mayores sino porque son mucho más difíciles de extraer que las del estator y devanados.

Teniendo en cuenta que la refrigeración de la máquina va a estar colocada en la superficie del estator, la zona del rotor va a ser la más difícil para evacuar todo el calor que se produzca en ella. Las pérdidas por corrientes de Foucault en el hierro son muy pequeñas, ya que la máquina esta construida con chapas apiladas de 0,5mm. Las pérdidas por histéresis en el hierro son grandes pero en el estator, que es donde están los devanados, en el rotor representan una cantidad muy pequeña en comparación con las de los imanes y las del estator. El calor producido en los devanados por el paso de la corriente se va a disipar muy fácilmente ya que el sistema de refrigeración va a estar muy cerca de ellos.

Por tanto, aunque a lo largo del proyecto se calcularán pérdidas en todas las partes de la máquina, principalmente se centrará en las pérdidas en los imanes: sus causas, los factores que afectan y como reducirlas.

#### 3.1 CAUSAS DE LAS PÉRDIDAS

Tal y como se ha mencionado en apartados anteriores, las pérdidas en los imanes son causadas por corrientes de Foucault (Eddy currents) que circulan por ellos. Estas corrientes comienzan a circular por que los imanes ven una densidad de flujo variable.

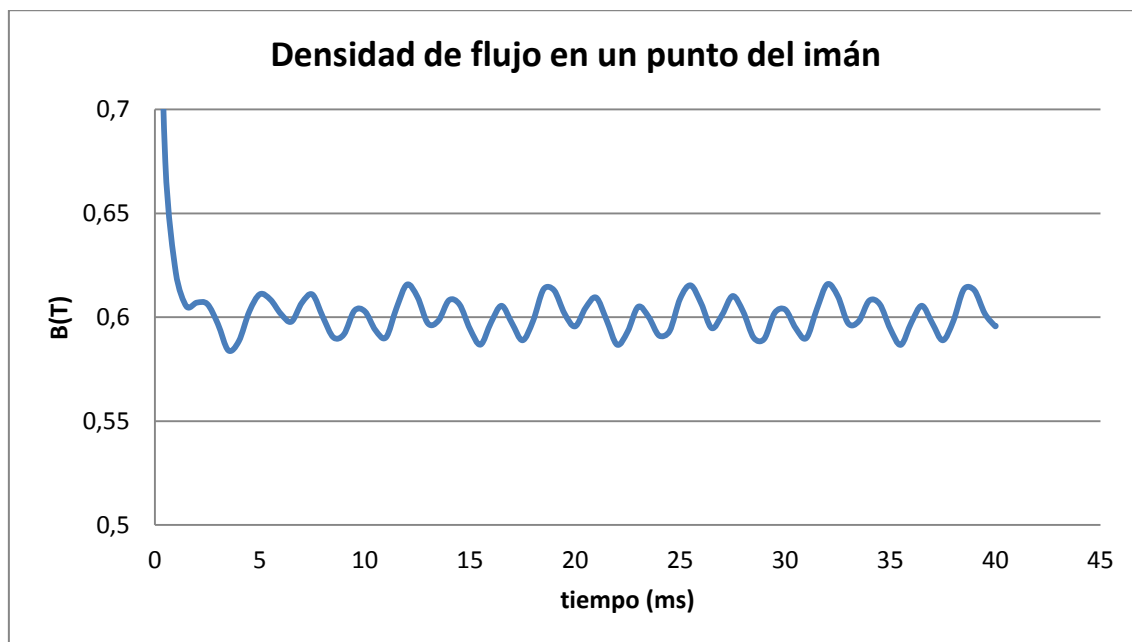


Fig.18: Variación de la densidad de flujo en punto dentro del imán.

De acuerdo con la ley de Faraday, aparecen unas f.e.m.s inducidas que darán lugar a corrientes parásitas que circularán por el material. Hay que tener en cuenta que el material de los imanes es conductor de electricidad, y aunque su conductividad es pequeña en comparación con la del cobre, las f.e.m.s inducidas provocarán corrientes que circularán por la masa de los imanes. Estas corrientes pueden causar grandes pérdidas y el consiguiente calentamiento de los imanes.

En principio, y debido al funcionamiento de la máquina síncrona, el rotor gira a la misma velocidad que el campo magnético del estator. Cabría pensar, por tanto, que la densidad de flujo en los imanes debería mantenerse constante. Entonces, ¿Por qué tenemos una densidad de flujo variable en los imanes?

Las razones principales por las que aparecen estas pérdidas por corrientes de Foucault son tres:

- a. Corrientes de Foucault que aparecen en vacío por la existencia de ranuras en el estator. Estas aberturas, cuando el rotor está en movimiento, hacen que las líneas de flujo de los imanes tomen diferentes caminos orientándose hacia los dientes del estator e intentando evitar las ranuras. Esto hace que se genere una distribución de la densidad de flujo magnético en el entrehierro con armónicos que hacen que la densidad dentro del imán varíe.
- b. Corrientes de Foucault que aparecen en carga inducidas por los armónicos de la fuerza magnetomotriz (FMM) de los devanados del estator, que también se suelen llamar armónicos espaciales. Son armónicos creados por una distribución no senoidal en el entrehierro del campo creado por los devanados.
- c. Corrientes de Foucault que aparecen en carga inducidas por los armónicos de tiempo de las corrientes de las fases debido a la modulación PWM.

En los capítulos próximos se procederá a estudiar las pérdidas que aparecen en el motor por cada una de estas fuentes.

### **3.2. FACTORES QUE AFECTAN A LAS PÉRDIDAS**

#### **3.2.1. Número de ranuras, combinaciones de ranuras/polos y número de fases**

Las combinaciones ranuras/polos en diseños con devanados concentrados y máquinas multifase deben ser elegidas de tal manera que se obtenga [2]:

- Un factor de devanado que produzca el armónico espacial FMM del par.
- Alta frecuencia pero poco cogging.
- Fuerza radial reducida.
- Pequeñas pérdidas por corrientes de Foucault en los componentes del rotor, especialmente en los imanes.

El diseñador deberá seguir las reglas que se dan en [2], mientras que con las pérdidas del imán hay distintos tipos de estructuras de los que se habla en distintas bibliografías:

- Las pérdidas en diseños donde el número de polos en el rotor es mayor que el número de ranuras en el estator suelen ser generalmente grandes, ya que aparecen un mayor número de sub-armónicos espaciales. Especialmente en diseños  $4n:3n$  (siendo  $n$  un integrador entero) es donde se dan los mayores sub-armónicos espaciales y las mayores pérdidas.
- Los diseños con relaciones  $2n:3n$  son los que menos sub-armónicos espaciales y pérdidas generan.
- Las pérdidas causadas por el efecto de las ranuras son mayores para diseños con mayor número de ranuras, ya que la frecuencia asociada a los armónicos se incrementa. Por lo tanto, se espera que estas pérdidas sean mayores en las máquinas AC convencionales (con los típicos devanados concentrados o distribuidos) que tienen una relación relativamente alta de ranuras/polos comparadas con las máquinas modulares que tienen un ratio pequeño de ranuras/polos.

#### **3.2.2. Longitud del entrehierro**

Incrementando la longitud del entrehierro se reduce la penetración de los armónicos con una longitud de onda corta como armónicos espaciales de alto orden, causados por la distribución de los devanados y por el efecto de las ranuras en los componentes del rotor y por tanto reduciendo las pérdidas en los componentes del rotor [6]. Pero si aumentamos el tamaño del entrehierro, para mantener el mismo campo magnético, hay que aumentar el tamaño de los imanes, escoger un tipo de imán con un producto de energía superior o aumentar la corriente de línea. Esta última opción incrementaría las pérdidas en los devanados y las pérdidas por corrientes de Foucault por los armónicos espaciales con largas longitudes de onda (por ejemplo los sub-armónicos). Así que hay que buscar el punto óptimo de esta distancia [10].

### **3.2.3. Factor de potencia**

Tal y como se analiza en [23,27], las pérdidas por corrientes de Foucault varían cuando el factor de potencia cambia de inductivo a capacitivo debido a que la densidad de flujo en el entrehierro es mínima para una carga inductiva y máxima para una carga capacitiva, siendo las pérdidas por corrientes de Foucault proporcionales al cuadrado de la densidad de flujo magnético. En este aspecto, las cargas capacitivas tienden a tener más pérdidas que las inductivas.

### **3.2.4. Material del soporte del imán**

Basándose en la permeabilidad magnética y en la conductividad de la chapa que soporta el imán, hay tres alternativas diferentes que pueden ser elegidas en función del coste, resistencia mecánica a diferentes velocidades y características térmicas:

1. Chapa metálica y magnética como aceros magnéticos que se usan en los núcleos laminados.
2. Chapa metálica no magnética, como el Inconel, que es un tipo de acero no magnético, aleaciones de titanio y algunos más que están en la tabla siguiente.
3. Materiales que ni son metálicos ni magnéticos, como la fibra de vidrio, fibra de carbono, epoxi, y fibras de plástico reforzadas.

Debido a la alta permeabilidad de la primera clase, la resistencia AC es mas grande que en los de la segunda clase. Esto lleva a pérdidas significativamente más altas [13] en los primeros a pesar de las ventajas que puedan tener como la reducción del entrehierro y mayor resistencia mecánica. La tercera clase tiene una resistencia DC menor y un efecto pelicular despreciable, los cuales conjuntamente hacen que estos materiales tengan unas pérdidas mucho más pequeñas en comparación con los de la segunda clase [11,16].

La tabla de la Fig.19 resume las propiedades de algunos de los materiales que se suelen usar para la sujeción de los imanes y que también pueden ser usados en los ejes de las máquinas. Con los datos de las tablas el diseñador puede estimar las pérdidas de los diferentes materiales y regiones basándose en la conductividad y en el efecto pelicular, mientras que la resistencia a la tracción mecánica puede dar una idea de si podrá aguantar los esfuerzos a los que va a estar sometido o no. La conductividad térmica nos da una idea relativa sobre el enfriamiento de la máquina mientras que para aplicaciones con condiciones ambientales severas se debe comprobar la resistencia de los materiales contra la corrosión. Por último el coeficiente de expansión térmica puede ser importante desde el punto de vista de la integridad del motor a altas temperaturas.

Material	NdFeB	$Sm_2Co_{17}$	Cu	Magnetic Steel	Inconel (nickel base alloy and an example of non-magnetic steel)	Epoxy/Carbon fibre	Bronze
Characteristics							
Relative permeability( $\mu_r$ )	1	1	1	1(at saturation)~500	1	1	1
Conductivity( $\sigma$ ) ( $\Omega.m$ ) <sup>-1</sup>	6.7e5	2e6	6e7	2e6	8e5	3e4	1e7~2e7
Skin depth $\propto \mu_r \cdot \sigma$	6.7e5	2e6	6e7	2e6~1e9	8e5	3e4	1e7~2e7
Thermal conductivity ( $W.m^{-1}.K^{-1}$ )	8	10	385	12~44 (stainless steel)	15	0.007~1.7	26(copper Bronze)-104(Manganese bronze)
Coefficient of thermal expansion ( $\mu m.m^{-1}.K^{-1}$ )	-4.8~3.4	6~13	20	10	4	-	20
Mechanical tensile strength (MPa)	-	-	70	270(cast iron-4.5% carbon)~520 (stainless steel-cold rolled)	520(taken as equal to stainless steel-cold rolled)	5650(ultimate strength)	400~800(ultimate strength)
Resistance against corrosion (acidity and oxidation)	-	-	Oxidation with air prevents further corrosion	Oxidation with air prevents further corrosion(stainless steel)	Corrosion resistant	Corrosion resistant	More resistant than steel

Material	Titanium	Zink	Platinum	Gold	Brass	Aluminum
Characteristics						
Permeability( $\mu_r$ )	1	1	1	1	1	1
Conductivity( $\sigma$ ) ( $\Omega.m$ ) <sup>-1</sup>	2e6	1.7e7	1e7	4.5e7	3e7	3.8e7
Skin depth $\propto \mu_r \cdot \sigma$	2e6	1.7e7	1e7	4.5e7	3e7	3.8e7
Thermal conductivity ( $W.m^{-1}.K^{-1}$ )	20	116	70	318	109(Copper Brass)	237
Coefficient of thermal expansion ( $\mu m.m^{-1}.K^{-1}$ )	10	30	10	14.2	20	23.1
Mechanical tensile strength (MPa)	200(for annealed state)~ 830 (for an alloy of 6% Al,%4 V)	150(ultimate strength)	960 (hardened by Iridium)	100(ultimate strength)	200~600(ultimate strength)	115~470( ultimate strength for different alloys)
Resistance against corrosion	Excellent e.g. against acidity	Resistant against rust and corrosion	Excellent e.g. against acidity	Resistant to oxidation and non-chlorinated acids	Resistant alloys are available.	Excellent

Fig.19: Tabla de comparación de diferentes materiales para imanes, soportes y ejes de rotor.

Como se ha visto en la tabla anterior, por lo general, la segunda clase tiene una conductividad térmica más alta que la tercera clase, con lo que resulta más fácil de refrigerar. Además de eso, la segunda clase tiene una mayor resistencia a la tracción, con lo que es más adecuado para gamas de velocidad mayores.

Entre los de la segunda clase, el latón, Bronce y Platino tienen las mejores características, por su resistencia mecánica, alta conductividad térmica y alta resistencia contra la corrosión. El cobre y el oro también tienen buenas características pero tienen una resistencia a la tracción relativamente pobre. El Zinc también actúa como una placa fuerte y tiene una alta conductividad térmica pero tiene una baja resistencia a la tracción y el más alto coeficiente de expansión térmica.

Usando Epoxi las pérdidas del soporte se reducen mucho pero en los imanes no hay variación si comparamos con las chapas metálicas. Además la refrigeración de los imanes se convierte más complicada por la baja conductividad térmica del Epoxi.

### **3.2.5. Material de los imanes**

Los imanes de tipo “bonded” tienen una resistividad eléctrica unas veinte veces más grande que la de los de tipo “sintered”. De este modo, en algunas aplicaciones el primero puede ser una buena opción con el fin de obtener menores corrientes de Foucault en los imanes. En caso de elegir este tipo de imanes, hará falta aumentar el volumen del mismo o aumentar la corriente de fase para obtener el mismo par que con un imán de tipo “sintered” [18] ya que tienen un producto de energía menor.

### **3.2.6. Ancho de la abertura de las ranuras**

Las pérdidas asociadas al efecto de las ranuras dependen del ancho de abertura de éstas. En análisis de distintos estudios [5,13] se demuestra que eligiendo una abertura de ranura adecuada, las pérdidas asociadas de pueden disminuir significativamente (en [5], variando la abertura de la ranura de 3,5mm a 1,5mm las pérdidas en vacío se reducen un 83%, mientras que en [13] se demuestra que para una abertura de ranura cerrada las pérdidas se convierten en cero). Esta dependencia se demuestra también con las ecuaciones en [16]. Sin embargo existe una limitación de anchura mínima de la abertura de la ranura para poder colocar las bobinas en las ranuras.

### **3.2.7. Arco del imán frente al arco polar**

El efecto que crea el arco ocupado por el imán frente al arco del polo se analiza en [7]. Las pérdidas en el eje del rotor en la zona interpolar son significativamente más altas en diseños con  $\alpha < 1$  comparados con los diseños  $\alpha = 1$ , donde  $\alpha$  es el arco del imán frente al paso polar, pudiendo aumentar las pérdidas totales de la máquina significativamente. Se puede comparar en las gráficas que se muestran abajo. La razón

principal de este fenómeno es la protección que le hacen los imanes al hierro del rotor para  $\alpha = 1$ . Hay que tener en cuenta que dado que el efecto pelicular en el hierro del eje del rotor es muy alto, para la misma variación del campo, las pérdidas son mucho mayores en este que en los imanes.

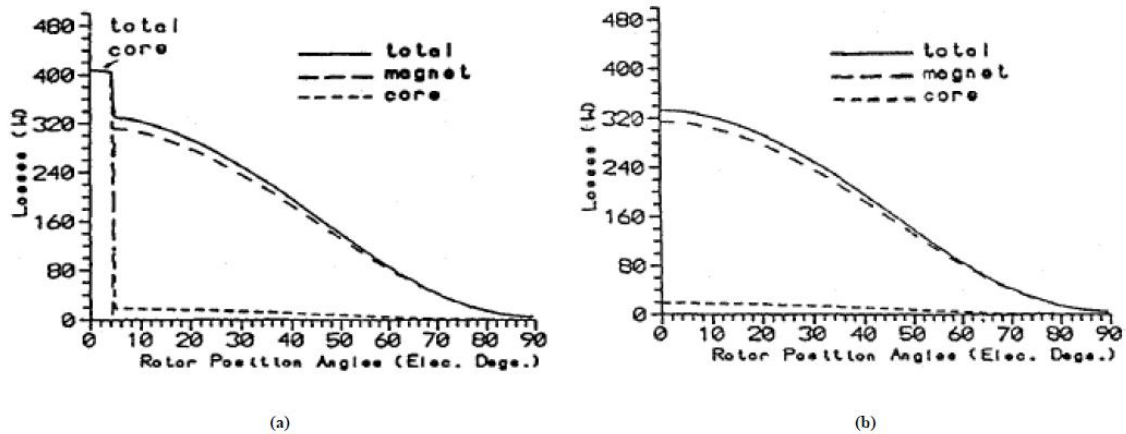


Fig.20: Pérdidas del rotor en función del ángulo del rotor para 4000rpm y 600A (solo se consideran pérdidas por continua) para: a)  $\alpha < 1$  y b)  $\alpha = 1$ .

### 3.2.8. Velocidad del rotor

Las pérdidas debidas a la distribución de los devanados (principalmente sub-armónicos) [4,5], Fig.21a, y a las conmutaciones [3], Fig.21b, se han demostrado que son proporcionales al cuadrado de la velocidad del rotor cuando se puede asumir el modelo de resistencia limitada (cuando el campo creado por las corrientes de Foucault es despreciable). Cuando el efecto pelicular aumenta con las altas velocidades, figura Fig.21b y Fig.21c, o por tener los imanes unas dimensiones grandes, Fig.21d, la proporcionalidad con la velocidad del rotor disminuye (se aproxima a la raíz cuadrada de la velocidad en el rotor). Como se demuestra en la figura Fig.21d [3], a bajas velocidades la curva coincide con los resultados del modelo magnetoestático, pero la pendiente de la curva disminuye en el rango alto de velocidades. En este caso la velocidad del rotor es la responsable del efecto pelicular. En la figura Fig.21d, la pendiente de la curva es menor para bajas y altas velocidades ya que las dimensiones del imán son grandes y el efecto pelicular esta presente también a bajas velocidades.



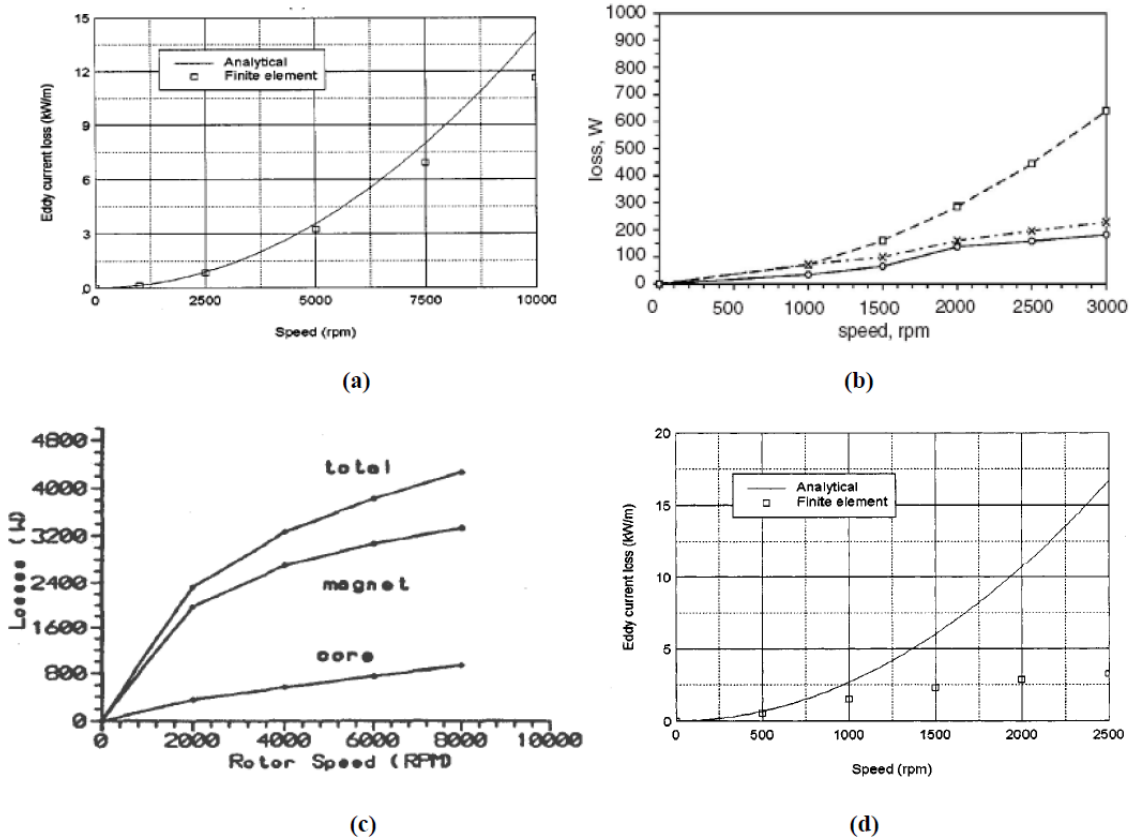


Fig.21: Proporcionalidad de las pérdidas por corrientes de Foucault con la velocidad.

Se ha visto que las pérdidas debidas al efecto de las ranuras son también proporcionales al cuadrado de la velocidad [9,16], figura Fig.22a y Fig.22b. Se ha verificado que el efecto del campo creado por las corrientes de Foucault a altas velocidades [9] tiene un efecto similar en la pendiente de la curva como se ha podido ver en pérdidas causadas por otras fuentes, Fig.22b.

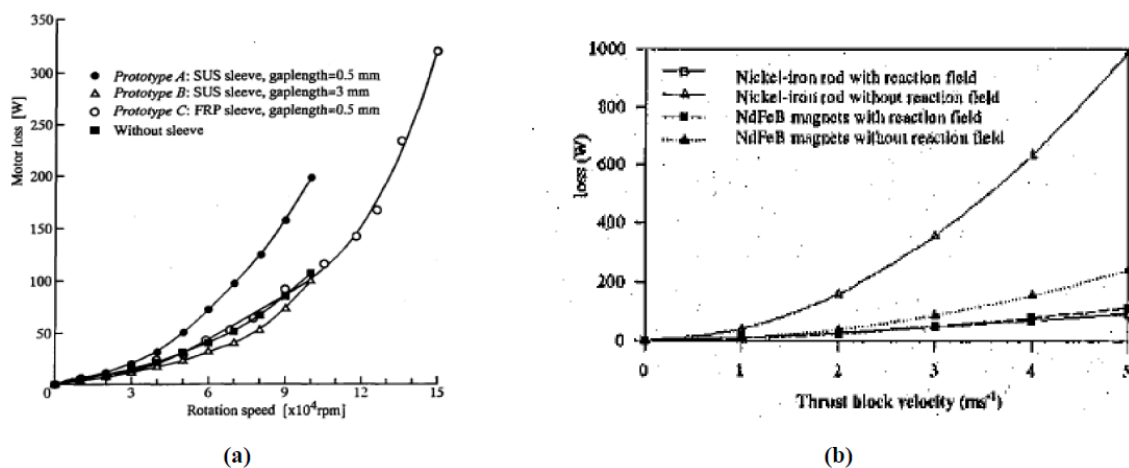


Fig.22: Pérdidas en vacío frente a la velocidad.

### 3.2.9. Corrientes de fase

Como se ha demostrado en [11], las pérdidas debidas a la resistencia DC son proporcionales al cuadrado de las corrientes de fase, Fig.24, mientras que la tendencia de las pérdidas debidas a la distribución del devanado tiene una tendencia similar [30] (principalmente debida a los sub-armónicos), Fig.23.

Por otro lado se ha visto que las pérdidas debidas a la conmutación PWM a bajas velocidades se mantienen constantes mientras que disminuyen en los rangos de altas velocidades [8], véase la Fig.25.

MAGNET EDDY-CURRENT LOSS FOR DIFFERENT STATOR CURRENT DENSITIES

Current density, A/mm <sup>2</sup> (Current, A)	6.1 (9.35)	15 (23)	30 (46)
Loss, W	400rpm/1600rpm		
Motor I - all teeth wound	0.066/1.05	0.4/6.37	1.6/25.5
Motor II- alternate teeth wound	0.15/2.35	0.9/14.2	3.59/56.9
Motor III - alternate teeth wound on wider teeth	0.19/3.1	1.19/18.8	4.74/75.1

Fig.23: Pérdidas en los imanes para distintas densidades de corriente para la máquina BLAC de [30]

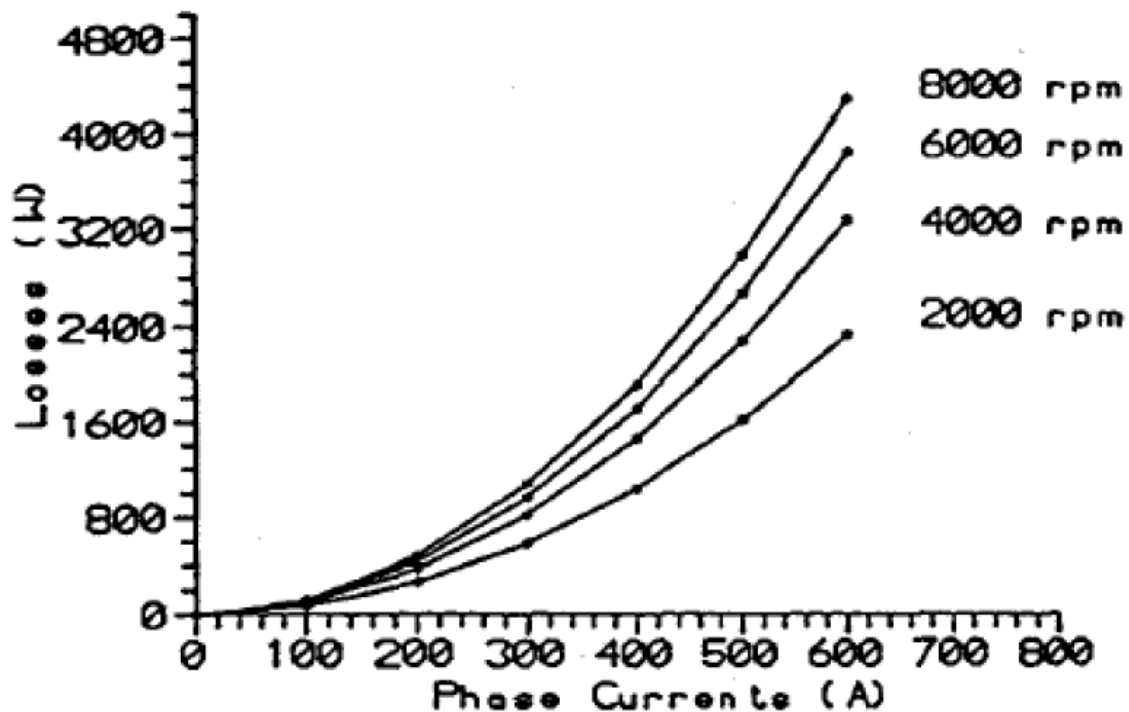


Fig.24: Pérdidas de continua causadas por corrientes de Foucault frente a las corrientes de fase en [11]

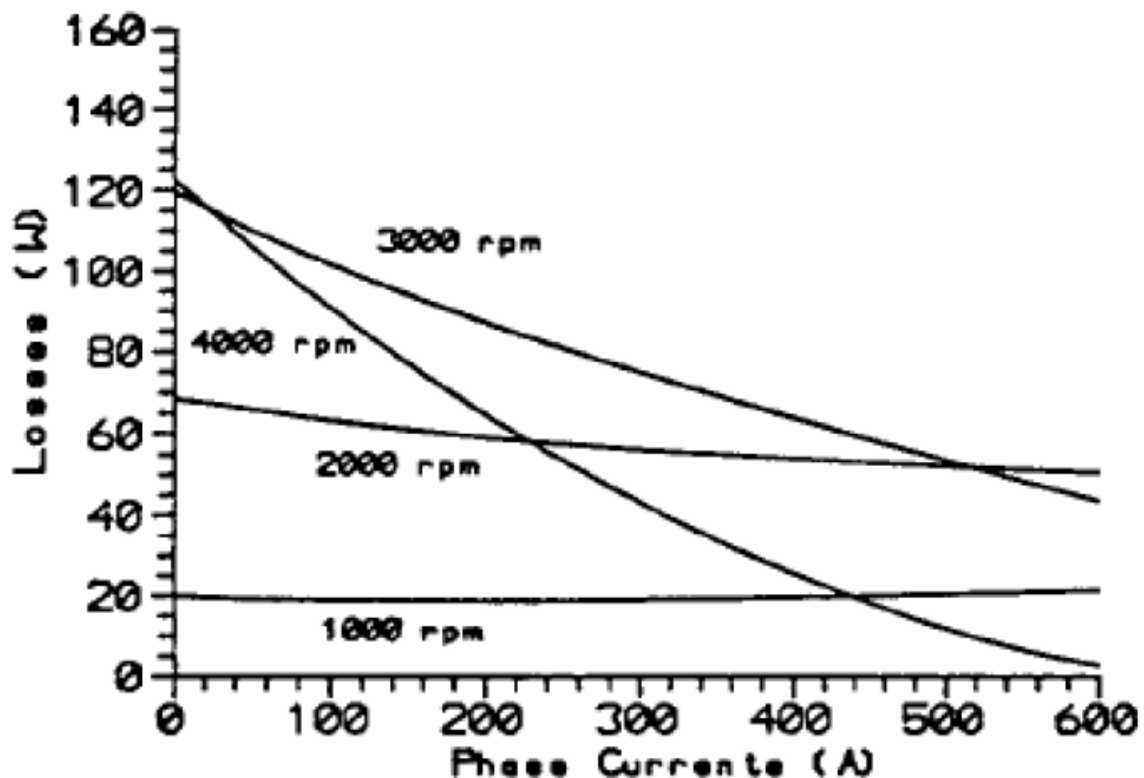


Fig.25: Pérdidas por modulación PWM en los imanes, rotor y estator en función de la velocidad.

Es interesante saber que en [1] se ha visto también que las pérdidas en el imán y en el soporte tanto para corrientes de onda cuadrada como para senoidales (BLDC y BLAC) se han encontrado proporcionales al cuadrado de la corriente del estator, para una máquina sin escobillas de una sola fase y punto de operación a alta velocidad (45kRPM).

### 3.2.10. Forma de onda de la densidad de flujo

Dado que las pérdidas debidas al efecto de las ranuras son principalmente causadas por una distribución del flujo magnético del imán no uniforme, es decir, más concentración en las zonas de debajo de los dientes en comparación con las aberturas de las ranuras, jugando la densidad de flujo un papel importante en las variaciones de flujo asociadas. En [17] se puede ver que para un diseño con imanes superficiales las pérdidas debidas al efecto de las ranuras para una magnetización Halbach crea una forma de onda del flujo magnético en el entrehierro más senoidal. Otras formas de magnetización de imanes superficiales pueden ser la radial o la radial senoidal así como [20] se pueden obtener innovadoras formas de onda a través de una disposición de los imanes adecuada dentro del rotor.

### 3.2.11. Imanes superficiales/interiores

Las pérdidas en los imanes para diseños con los imanes superficiales e interiores en forma de V se han analizado en [21]. Las pérdidas se han simulado en las

mismas condiciones, excitando una sola fase que esta bobinada justamente alrededor del diente que hay sobre el imán con una corriente de 500Hz. Los volúmenes de los imanes se han mantenido constantes para la realización de los experimentos. Como se puede observar en las imágenes, las densidades de corriente dentro del imán en el caso de imanes interiores, independientemente de si están segmentados o no, son mucho más pequeñas para el caso de imanes interiores. Esto se debe principalmente a que al estar los imanes más alejados del entrehierro, parte de los armónicos no llegan a penetrar hasta el interior de los imanes, y por tanto, las pérdidas son más pequeñas.

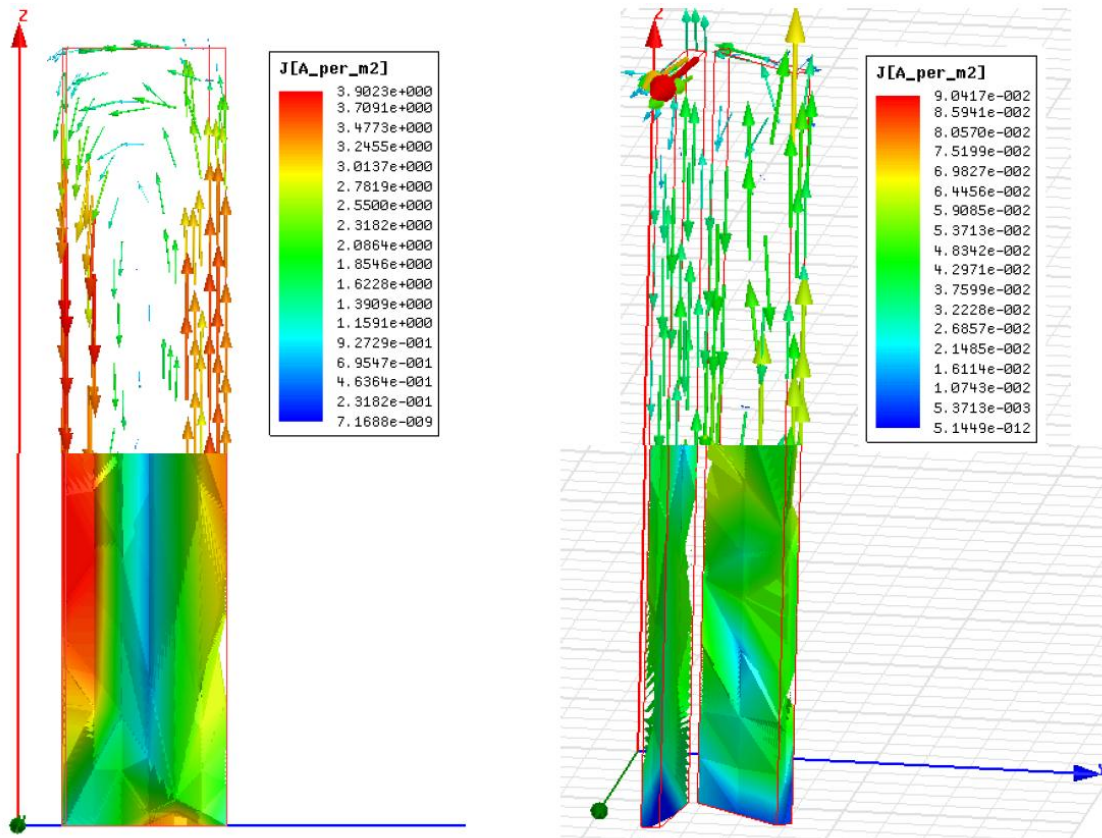


Fig.26: Densidades de corriente en el interior de los imanes.

# **CAPÍTULO 4: CÁLCULO Y SIMULACIÓN DE PÉRDIDAS**

## 4. CÁLCULO Y SIMULACIÓN DE PÉRDIDAS

### 4.1. CARACTERÍSTICAS DE LA MÁQUINA

En este capítulo se van a explicar las simulaciones hechas mediante programas de análisis electromagnético por elementos finitos y los resultados obtenidos de ellas. Las simulaciones se han realizado mediante el software Ansys MAXWELL, excepto las de análisis térmico que se han hecho con Cedrat FLUX.

Partiendo de los aspectos teóricos explicados en los capítulos anteriores se ha procedido a analizar la máquina objeto de análisis de este proyecto. A continuación se muestra el diseño de la máquina:

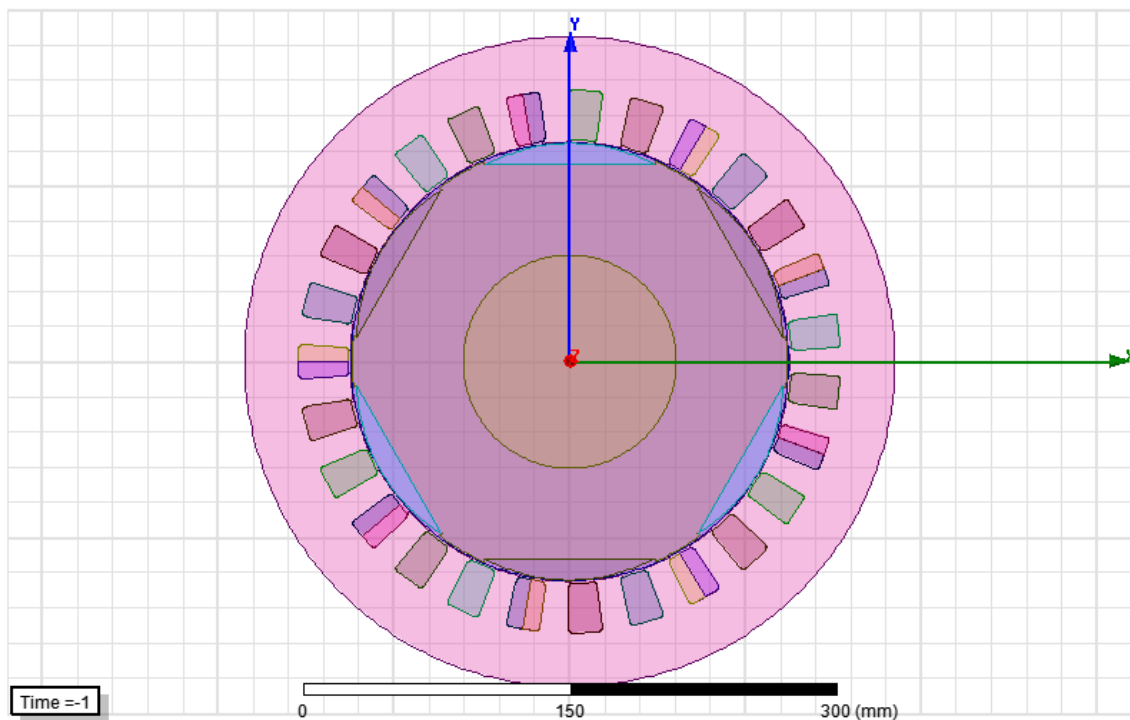


Fig.27: Diseño de la máquina original

Esta es la gráfica de la característica del modelo de imán permanente que lleva equipado la máquina. Para las simulaciones que se realizarán a lo largo del proyecto se va a suponer que el imán está trabajando a 120°C.

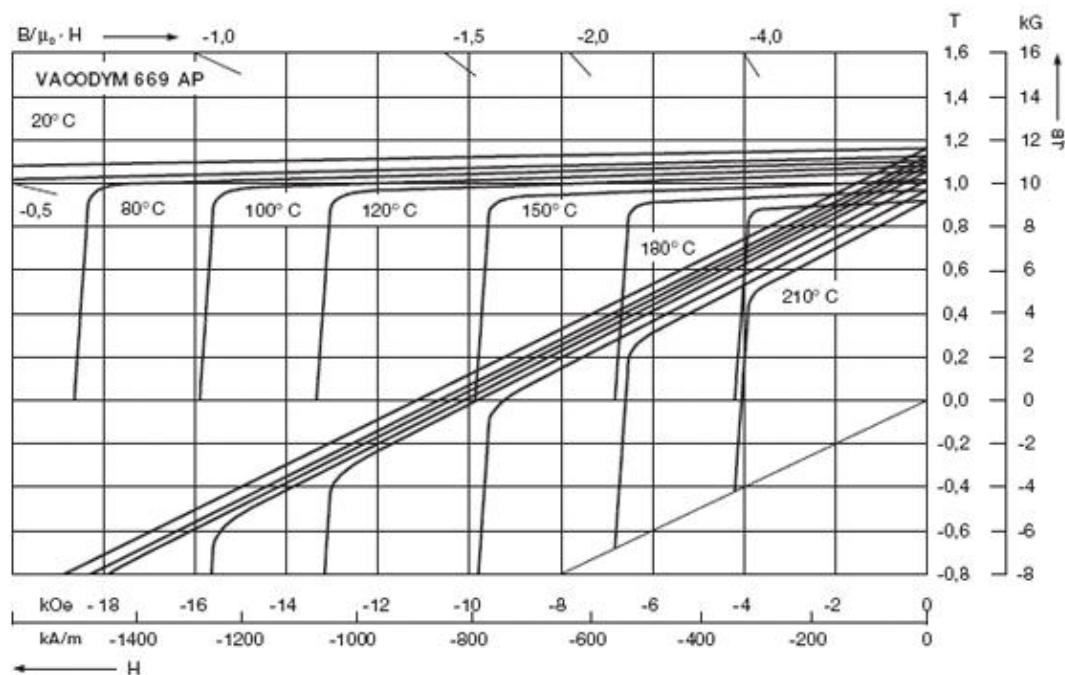


Fig.28: Característica B-H para distintas temperaturas del imán Vacodym 669AP

En las siguientes tablas se muestran las características generales del diseño de la máquina y los requisitos de par que debe cumplir a distintas velocidades.

PARÁMETRO	VALOR
Radio exterior estator	185mm
Radio interior estator	125mm
Radio exterior rotor	123,71mm
Longitud de la máquina	400mm
Radio interior rotor	60,60mm
Número de polos	6
Número de ranuras	27
Patrón de magnetización	Paralelo
Campo coercitivo (imán) (T=120°C)	778750A/m
Permeabilidad relativa (imán) (T=120°C)	1,042
Material de laminación	M800-50A
Material de las ranuras	Cobre

Fig.29: Tabla resumen características máquina

Velocidad (rpm)	Frecuencia (Hz)	Par requerido (Nm)
100	5	1280
400	20	1280
750	37,5	1280
1000	50	1280
1500	75	853
1800	90	711
2100	105	610

2600	130	492
------	-----	-----

Fig.30: Par requerido en función de la velocidad

Como se puede ver en la tabla anterior, dado el amplio rango de velocidad de funcionamiento que va a tener esta máquina, se va tener que utilizar la técnica de debilitamiento de campo para que la tensión inducida no supere la máxima que soportan los aislamientos de los bobinados y de los componentes del inversor que alimentará el motor. Se distinguen dos tramos de funcionamiento distintos.

- Región de par constante o de flujo constante: En esta región el par, flujo y la corriente de los devanados se mantienen constantes. Al incrementarse la velocidad de la máquina, la potencia y la tensión inducida en las fases del estator incrementan linealmente con la velocidad. Esto será hasta el punto donde se alcance la tensión nominal.
- Región de potencia constante o de debilitamiento de campo: En esta región la potencia y la tensión inducida se mantienen constantes. Esto se consigue introduciendo corriente negativa por eje-d, consiguiendo así reducir el campo y por tanto la tensión.

Toda la siguiente explicación se puede ver en la siguiente figura.

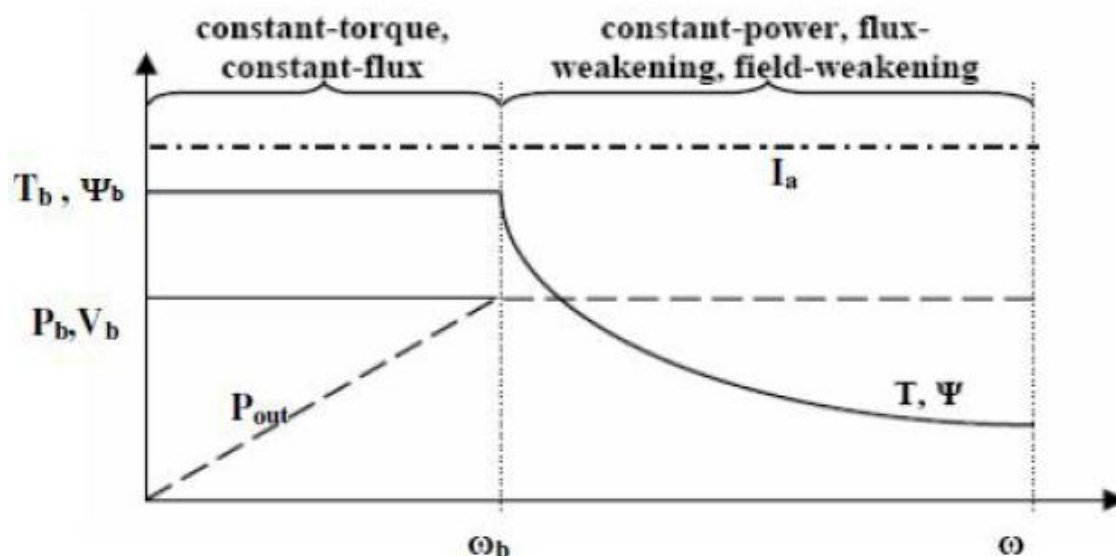


Fig.31: Debilitamiento de campo.

En la próxima gráfica se muestra la característica B-H del hierro utilizado en la máquina, el M800-50A. La máquina está construida con láminas apiladas de 0,5mm de este material. También se muestra la gráfica de las pérdidas del hierro con la frecuencia.



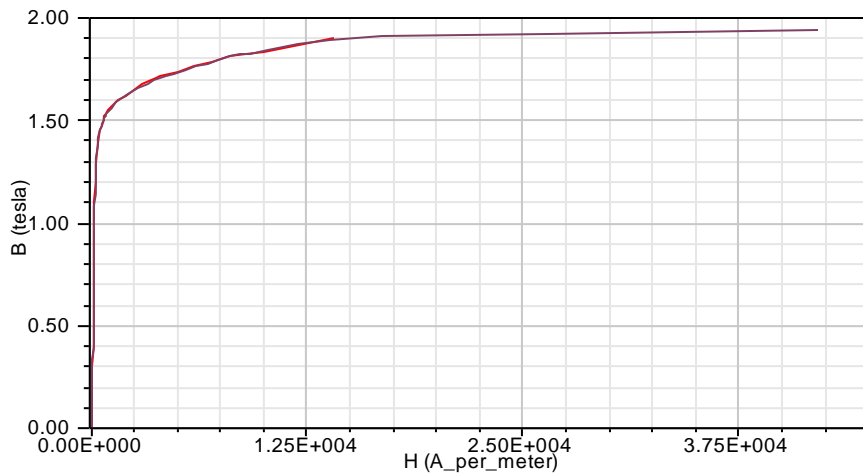


Fig.32: Característica B-H del hierro M800-50A

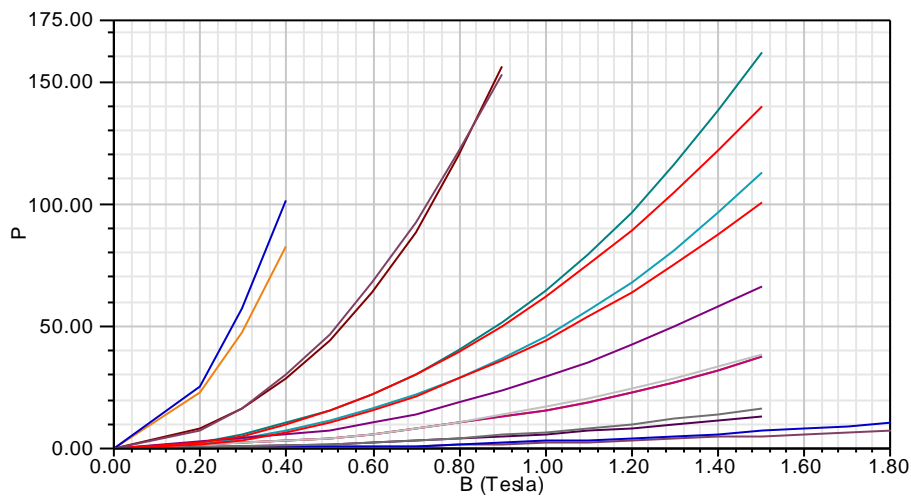


Fig.33: Pérdidas del hierro para distintas frecuencias

## 4.2. CÁLCULO Y SIMULACIÓN DE PÉRDIDAS MEDIANTE PROGRAMAS FEM.

El Método de los Elementos Finitos (FEM) se utiliza para resolver ecuaciones parciales diferenciales o integrales que de otro modo, no se pueden resolver con precisión. El método es aplicable a problemas con cualquier tipo de no linealidad. La idea se basa en la división del volumen o el dominio en el que la ecuación es válida, en volúmenes más pequeños o dominios. Dentro de cada elemento un polinomio simple se utiliza para aproximar la solución. En otras palabras, la discretización transforma la ecuación diferencial parcial en un gran número de ecuaciones algebraicas no lineales.

Para la ejecución de las simulaciones electromagnéticas se realizarán análisis magnéticos transitorios en 2D.

El primer paso para realizar una simulación FEM es crear la geometría. Como la máquina va a ser igual a lo largo del eje  $z$ , es suficiente con dibujarla en 2D y luego indicarle la longitud del taco. Además, dado que la máquina es simétrica, en este caso, vale con dibujar un tercio de la máquina e indicarle que la multiplique por tres.

Aunque MAXWELL viene equipado con un potente editor de geometría, para la realización de este proyecto se ha preferido importar los diseños desde archivos .dxf procedentes de AutoCAD, por estar más familiarizado con este último y por tanto permitir un ahorro de tiempo con los dibujos.

Una vez importado el diseño en MAXWELL el siguiente paso es asignar los materiales que corresponden a cada región. Algunos de ellos están incluidos en las librerías, pero otros habrá que crearlos. Tiene una herramienta muy fácil de utilizar para crear estos materiales, y también tiene opción de importar tablas para curvas B-H y tablas de pérdidas en función de la frecuencia.

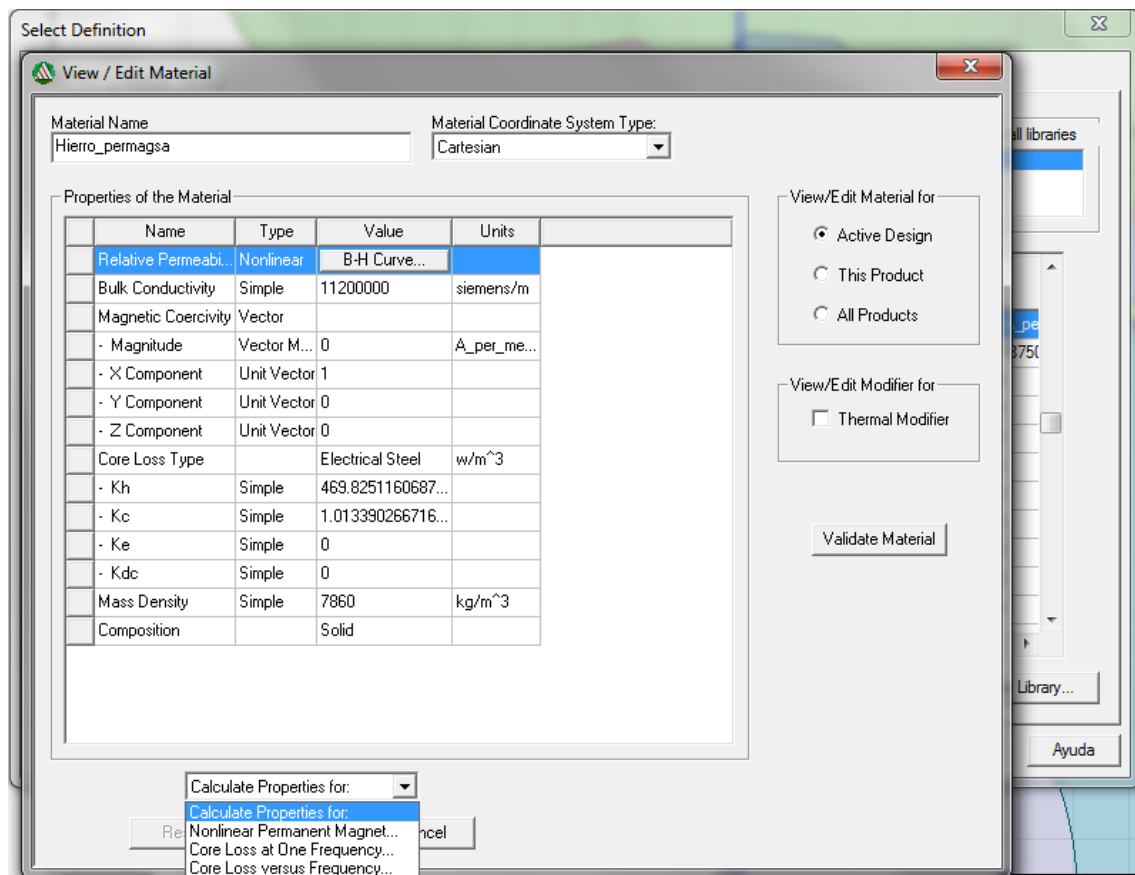


Fig.34: Ventana de edición y creación de materiales

A continuación hay que ir al árbol de la izquierda (project manager) y en cada apartado habrá que configurar las opciones necesarias para la simulación de la máquina. Lo primero que hay que hacer es en “design settings” asignar el multiplicador de simetría, en este caso que hemos dibujado 120° de la máquina será tres, y la longitud de la máquina, 400mm. Luego se continuará por cada apartado que hay en el proyecto:

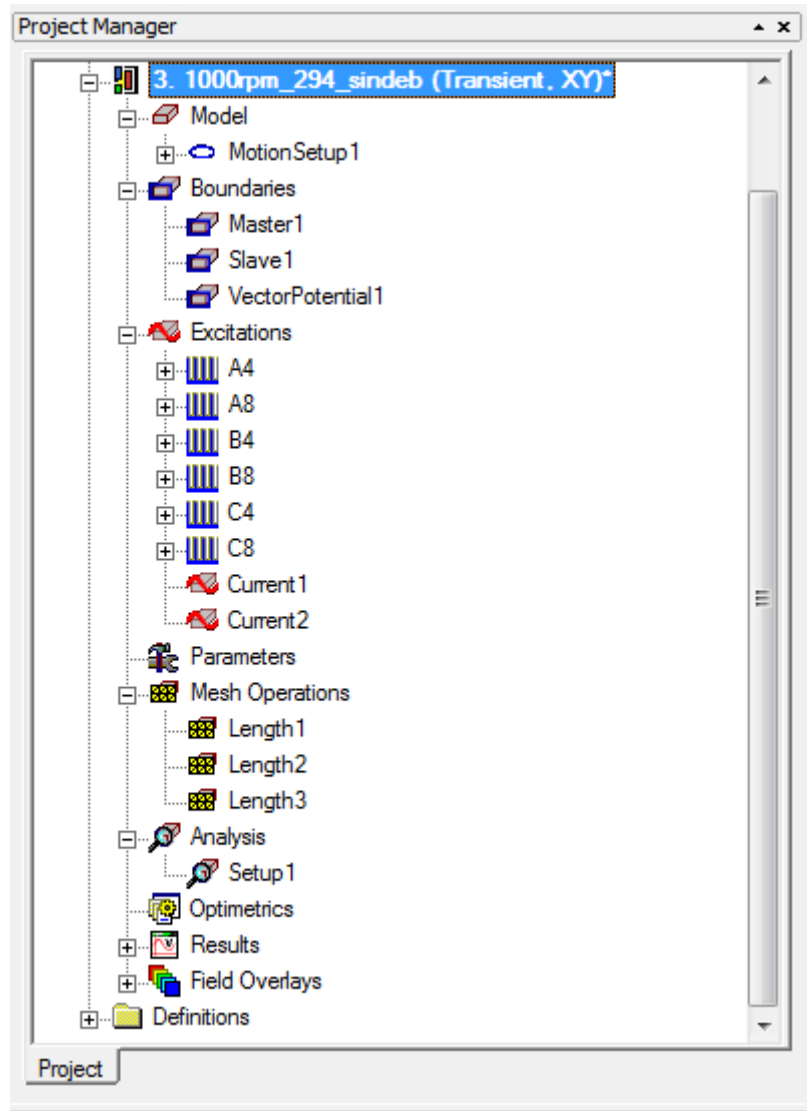


Fig.35: Árbol del proyecto (Project Manager)

- Model: Aquí se le indica al programa cual es la región que va a estar rotando y a que velocidad lo hará. Para ello hay que seleccionar una región llamada “BAND” que engloba al rotor y los imanes, y en model habrá que darle a *motion setup* → *assign band*. En la ventana que aparecerá asignaremos el tipo de rotación, el ángulo de la posición inicial el rotor y la velocidad a la que va a estar girando.
- Boundaries: Habrá que asignar tres distintas que señalan los límites de la máquina al programa: Master, Slave y Vector Potential. El primero se asignará seleccionando la línea que va desde el origen hasta el arco exterior de la máquina, a lo largo del eje x, la segunda será igual pero desde el origen, con un ángulo de  $120^\circ$  respecto al eje x hasta el arco exterior de la máquina, y el último cubrirá el arco exterior de la máquina.
- Excitations: En este apartado crearemos el bobinado y el circuito de la máquina. Lo primero hay que crear los devanados, dándole a *add winding*.

Una vez que tenemos los devanados creados, habrá que ir asignando las ranuras a cada devanado y su número de espiras. Para ello se seleccionará la ranura y en el devanado correspondiente de “Excitations” habrá que pinchar en *assign coil*.

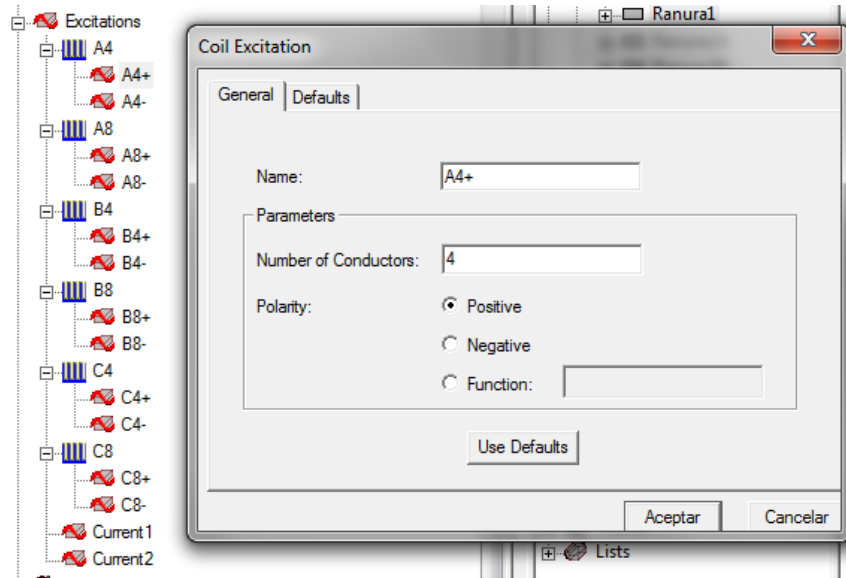


Fig.36: Ventana para configuración de los devanados

Así es como debería quedar una vez asignadas todas las ranuras de la máquina. Para terminar habrá que crear el circuito de la máquina. Para ello hay que ir a “Excitations” y pinchar en *external circuit* → *edit external circuit*. En el editor de circuitos crearemos el circuito correspondiente.

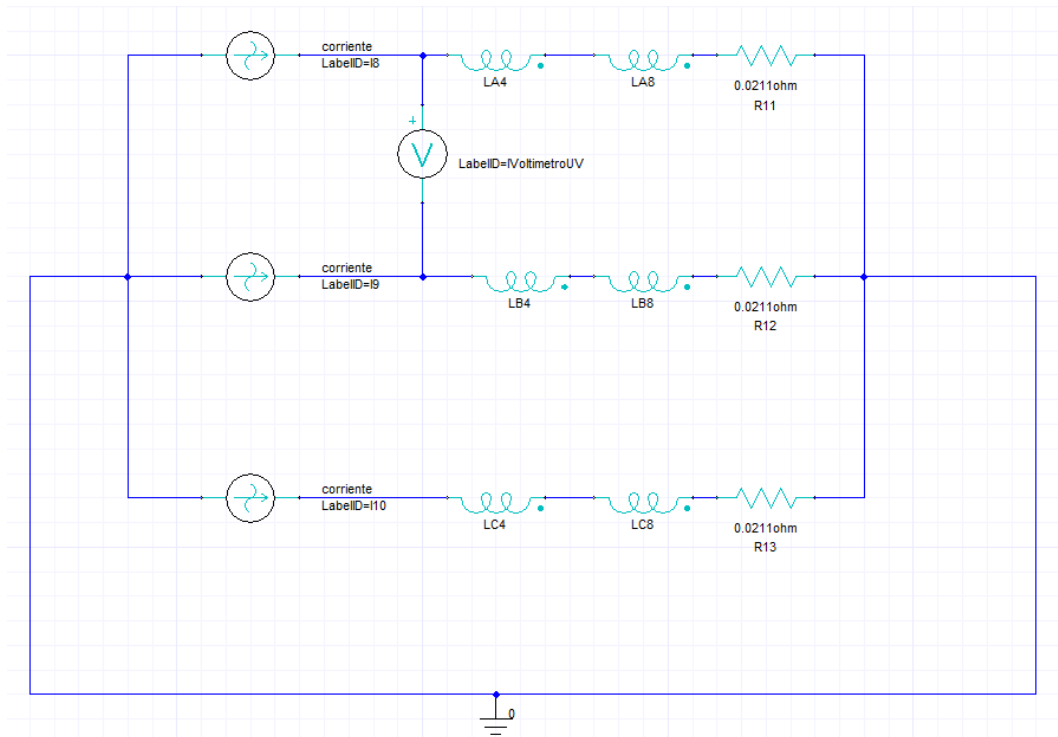


Fig.37: Circuito externo creado en el Maxwell Circuit Editor

- Mesh operations: es el configurador del mallado de la máquina. Si se dispone de un ordenador con buenas prestaciones elegiremos un mallado de 1mm para toda la máquina. Si no, podemos poner un mallado menos denso a las regiones del hierro del estator y rotor y a las ranuras, pero la zona del entrehierro habrá que mantenerla con un buen mallado  
Para ello seleccionaremos todas las regiones de la máquina y en “Mesh operations” seleccionaremos *assign* → *on selection* → *length based* y allí asignaremos la longitud máxima entre elementos.
- Analysis: Por último habrá que configurar el proceso de análisis de la simulación. En principio las simulaciones serán de un periodo, y si se dispone de un ordenador potente, es recomendable trabajar con unos 1000 steps por ciclo. En caso de que las simulaciones fuesen muy largas, se podrían utilizar unos 600 steps pero si los reducimos aún más, los resultados que obtengamos pueden diferir bastante de la realidad, así que no es recomendable bajar de esta cifra.  
Para ello iremos al apartado “Analysis” y pincharemos en *add solution setup*. Introduciremos el tiempo de la simulación, el tiempo entre cada step, y pondremos los mismos datos en *save fields* para que nos calcule campos, flujos etc.

Con la configuración explicada ya estaría el diseño preparado para simular. Con seleccionar “analyze” ya podríamos empezar a simular. Pero si queremos calcular pérdidas hay que configurar un par de cosas más.

- Cálculo de pérdidas en los imanes: si queremos que nos calcule las pérdidas por corrientes de Foucault dentro de los imanes, primero hay que asignar a la región del imán una corriente. Para ello hay que seleccionar la región del imán y darle a *assign excitation* → *current* → *Ok*. Una vez que tengamos esto hay que ir a *Maxwell 2D* → *Excitations* → *Set eddy effect* y aquí seleccionaremos las regiones de los imanes donde hemos asignado las corrientes que se cerrarán dentro ellos para que el programa calcule las pérdidas.
- Cálculo de pérdidas por histéresis en el hierro: para poder hacer este cálculo, primero hemos tenido que introducir en las propiedades del hierro las pérdidas del mismo en función de la frecuencia que nos facilita el fabricante. Si tenemos esto nos vamos a *Maxwell 2D* → *Excitations* → *Set core loss* y asignamos las regiones donde queremos que nos haga este cálculo.

Para poder ver los resultados de pérdidas, las de los imanes corresponderán a “solid loss” y las del hierro serán las “core loss”.

#### 4.2.1. SIMULACIÓN EN VACÍO

Se ha simulado la máquina en vacío, con conexión estrella y a velocidad nominal, 1000rpm. Estos son los resultados obtenidos.

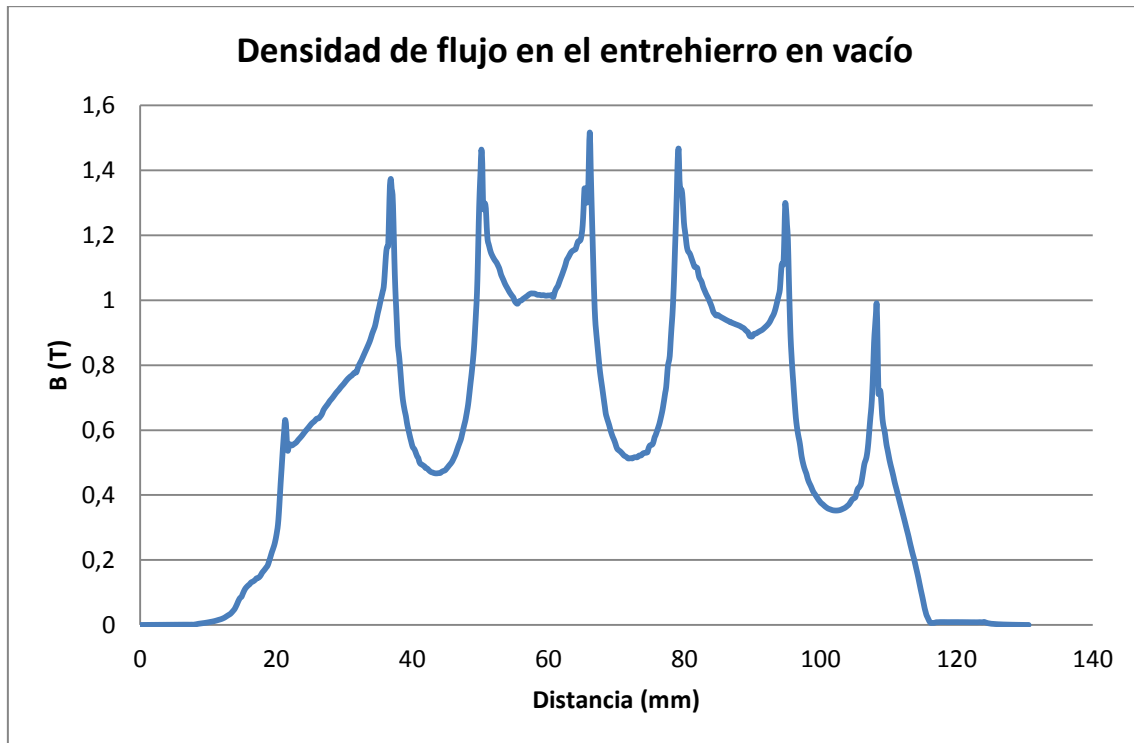


Fig.38: Densidad de flujo en el entrehierro

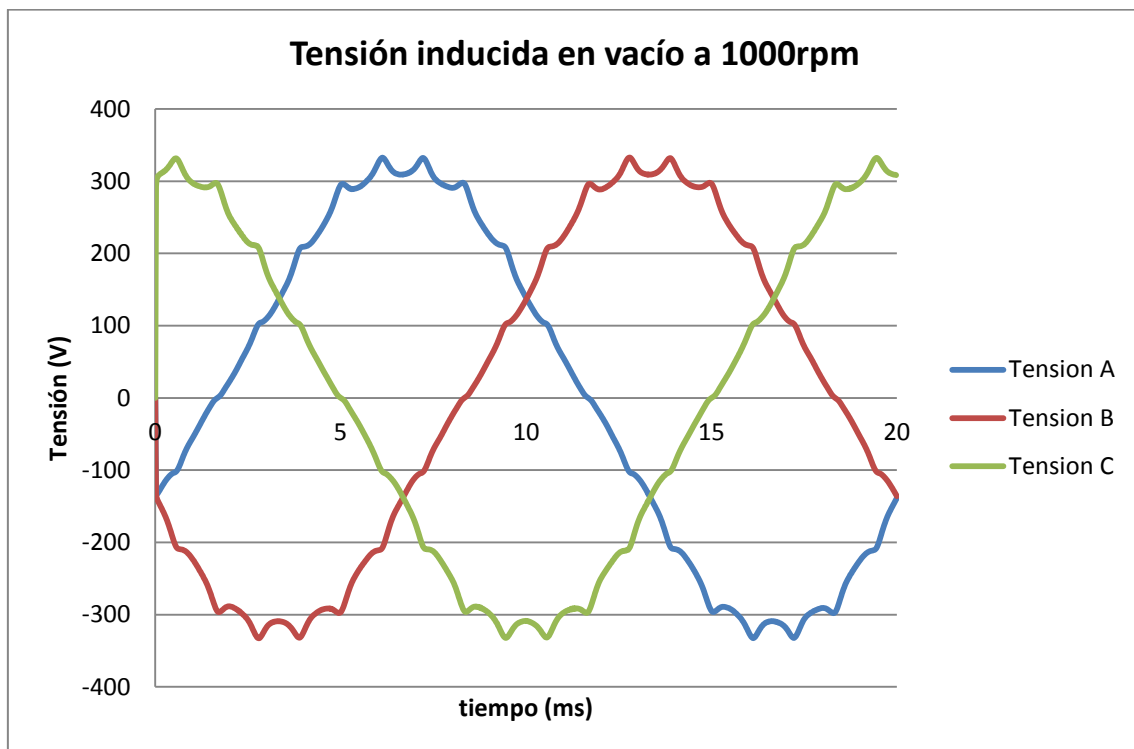


Fig.39: Tensión inducida en vacío

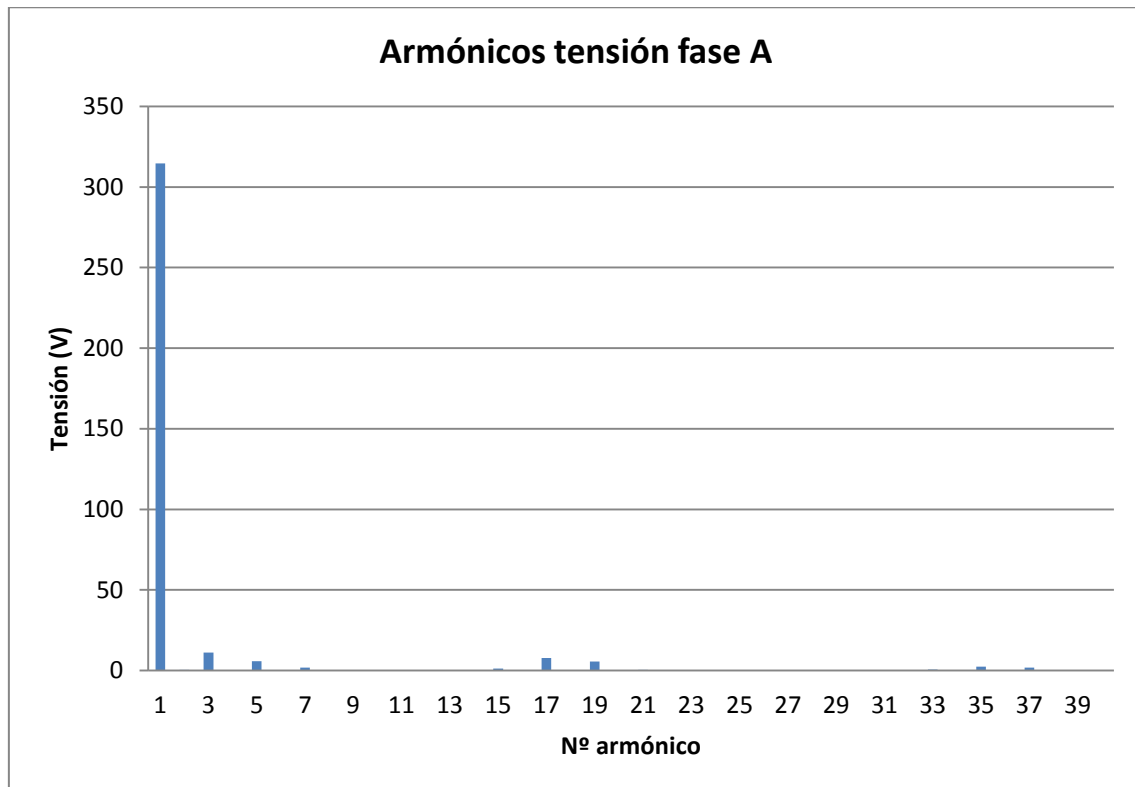


Fig.40: Espectro de la tensión de la fase A

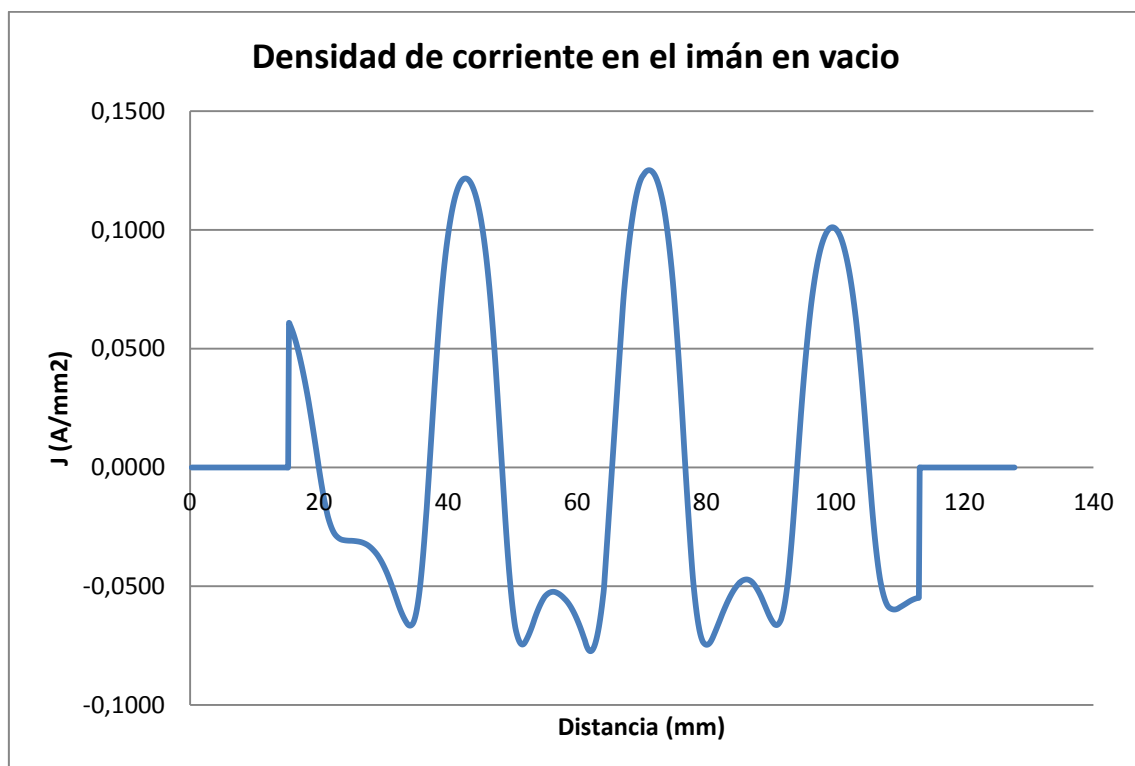


Fig.41: Densidad de corriente en el imán

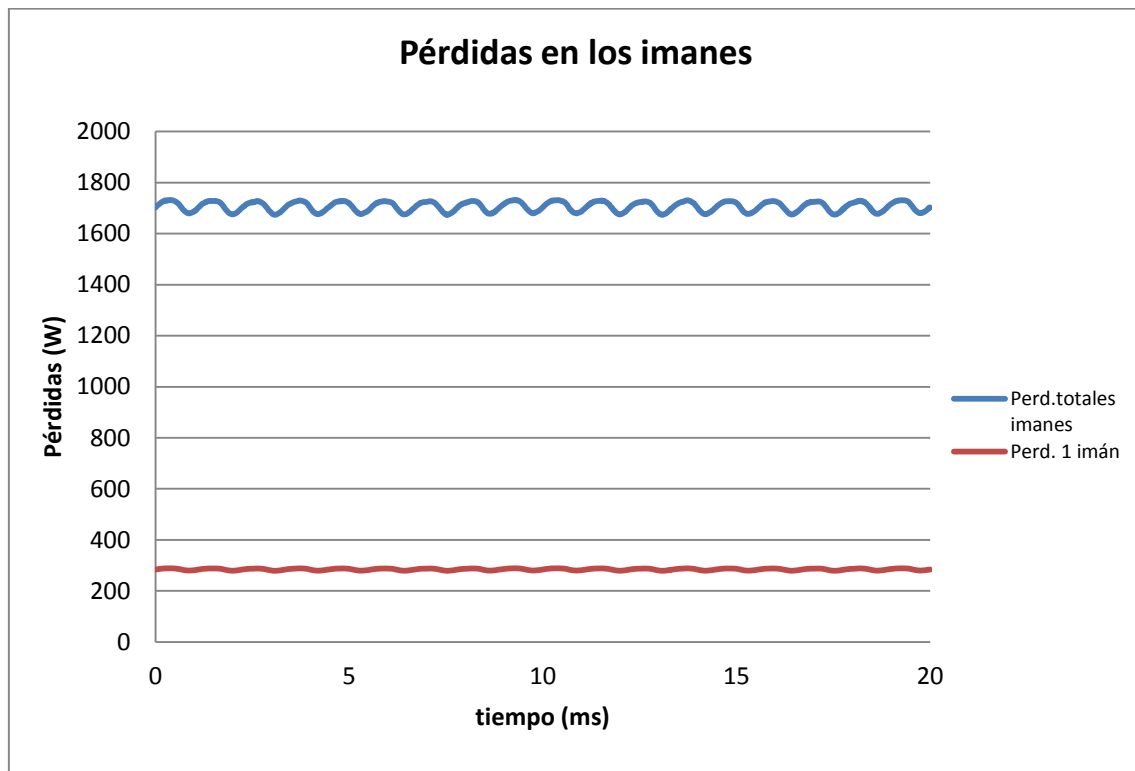


Fig.42: Pérdidas en los imanes en vacío, en los 6 y en 1 imán.

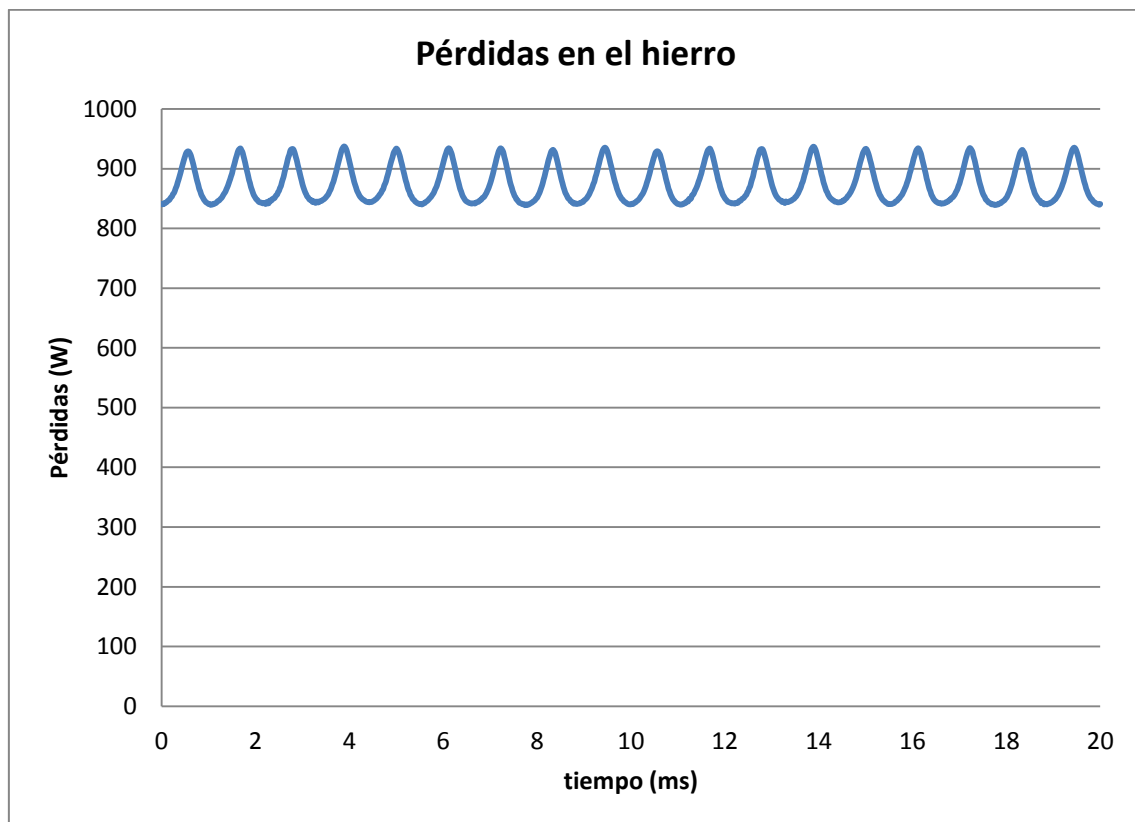


Fig.43: Pérdidas en el hierro a 1000rpm en vacío.



Tabla resumen resultados en vacío	
Fundamental tensión inducida:	314,71 V
Pérdidas en los imanes:	1706 W
Pérdidas en cada imán:	284 W
Pérdidas en el hierro:	874 W

Fig.44: Tabla resumen resultados en vacío

#### 4.2.2. SIMULACIÓN EN CARGA

En este apartado se van a presentar los resultados de la simulación de la máquina a velocidad nominal (1000rpm), en valores nominales (1280Nm) y alimentada por fuentes de corriente senoidales. En este punto de funcionamiento es necesario debilitar ya que si no la tensión en las fases supera la máxima del inversor que las alimenta.

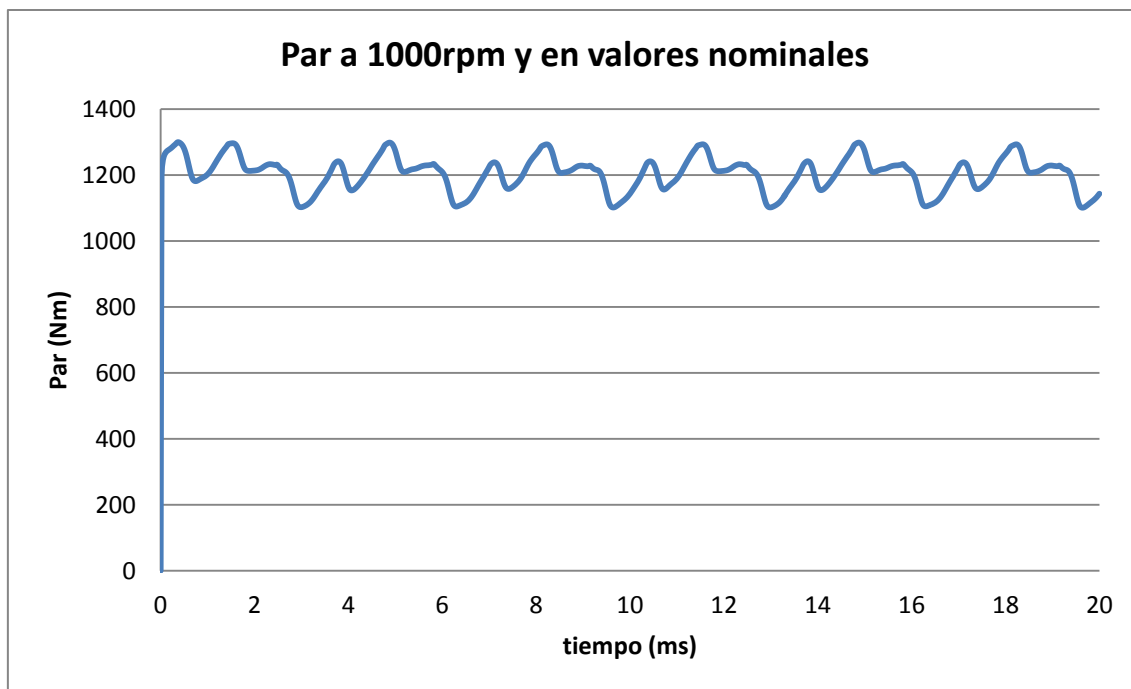


Fig.45: Par a 1000rpm y en valores nominales

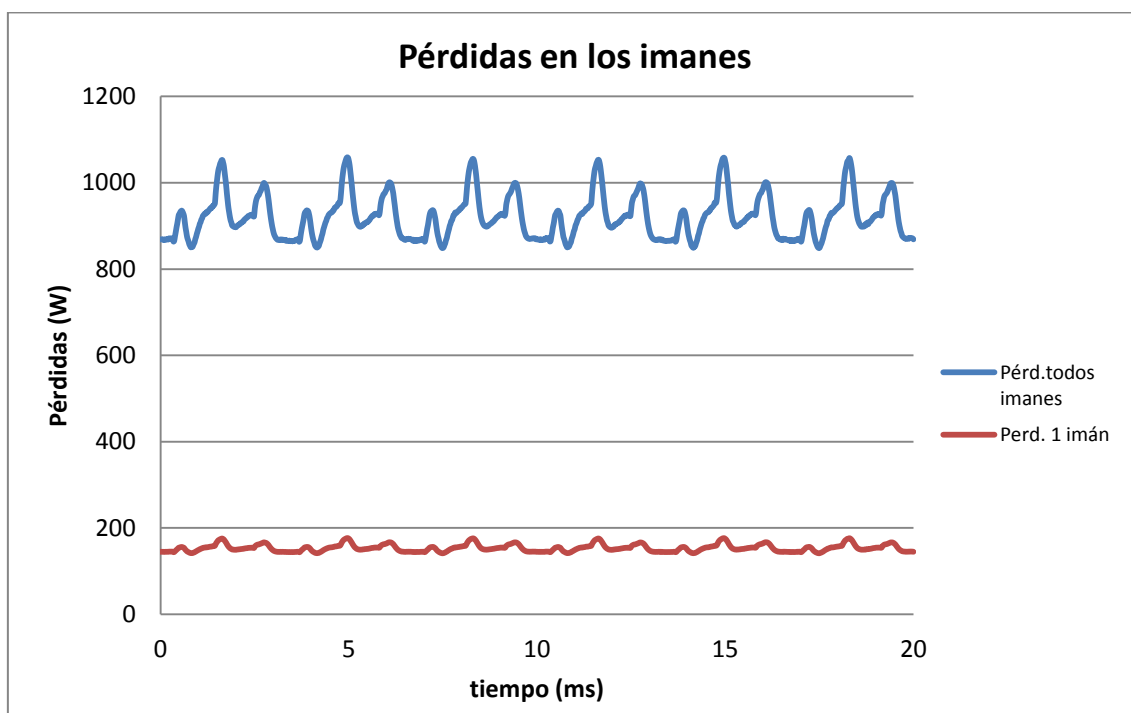


Fig.46: Pérdidas en los imanes

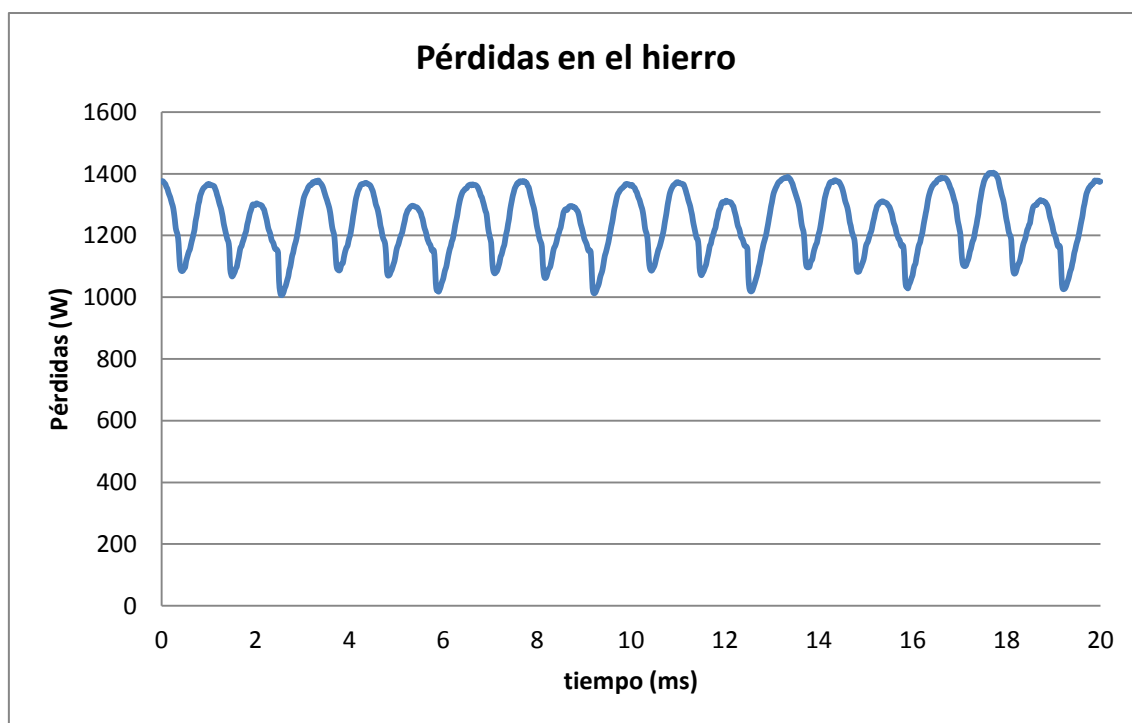


Fig.47: Pérdidas en el hierro a 1000rpm y en condiciones nominales

Como se ha podido observar en la Fig.46 y en la Fig.42, las pérdidas en los imanes son más bajas en carga que en vacío. Realmente esto no es así, ya que en carga hay más armónicos creados por las corrientes que se hacen circular por las fases y causan más pérdidas. Pero al estar introduciendo corrientes por el eje d para debilitar el campo, estamos reduciendo la densidad de flujo en el entrehierro, para así disminuir la tensión inducida de los devanados y al haber menos densidad de flujo las pérdidas también son más pequeñas. Se ha realizado una simulación como curiosidad, donde se ha mantenido el mismo valor de corriente pero no se ha introducido nada por el eje d, es decir, sin debilitar. En la siguiente tabla se puede observar la comparación con las pérdidas obtenidas en los apartados anteriores.

Pto de funcionamiento	Pérdidas en los imanes
Vacío	1706 W
En carga debilitando	921 W
En carga sin debilitar	2552 W

Fig.48: tabla comparación

En la siguiente gráfica se puede observar como la densidad de flujo media en el instante  $t=0.01s$ , es más pequeña para el caso en que estamos debilitando el campo, introduciendo la misma corriente.

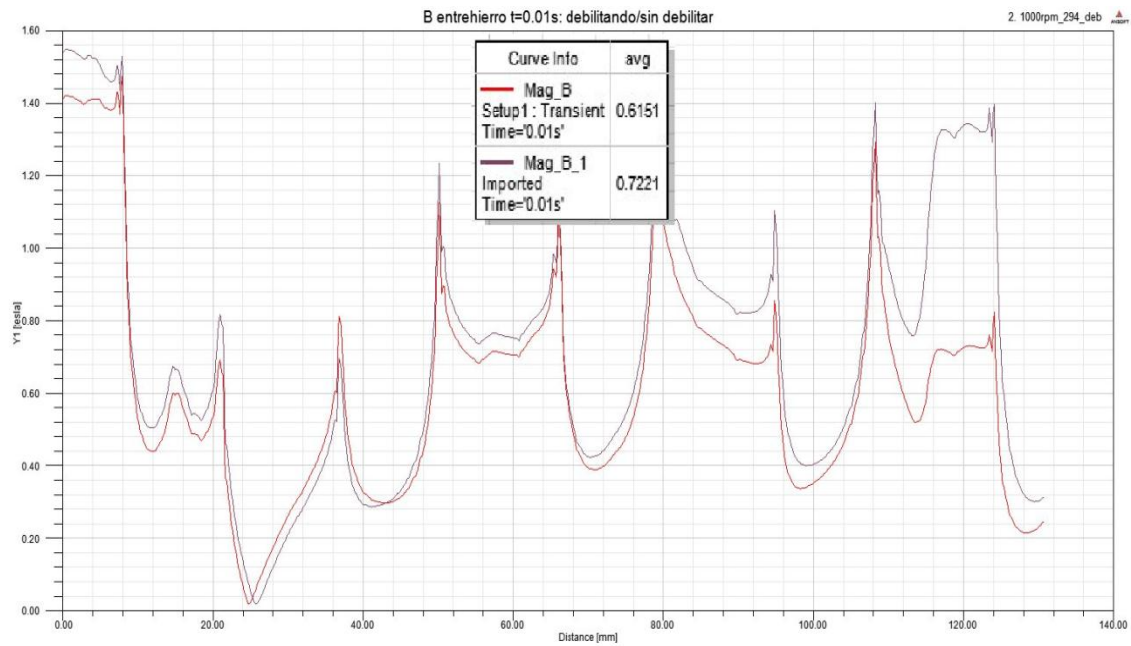


Fig.49: Densidad de flujo en el entrehierro en t=0.01s: a) introduciendo corriente por el eje d y b) sin debilitar

Tabla resumen resultados en carga	
Fundamental V inducida:	289 V
Pérdidas en los imanes:	921 W
Pérdidas en cada imán:	153,5 W
Pérdidas en el hierro:	1239 W

Fig.50: tabla resumen en carga

### 4.2.3. SIMULACIÓN EN CARGA CON ARMÓNICOS

En este apartado se va a simular la máquina introduciendo en las fuentes de corriente los armónicos creados por el inversor que alimentará la máquina, teniendo en cuenta que los IGBTs del mismo van a estar conmutando a 4KHz.

armónicos conmutando a 4.000 Hz			
frecuencia	Amplitud	fase (rad)	Fase (º)
50 Hz	797,2	0,549	31,43
3800 Hz	1,689	0,693	39,72
3900 Hz	2,465	-0,740	-42,37
4100 Hz	2,351	-2,409	-138,02
4200 Hz	1,519	2,431	139,26
7750 Hz	0,741	2,373	135,97
7950 Hz	0,780	0,332	19,01
8050 Hz	0,777	2,815	161,31
8250 Hz	0,692	0,764	43,76

Fig.51: tabla armónicos conmutando a 4KHz para 1000rpm y valores máximos (2900Nm)

Para ello en el editor de circuitos se han introducido todas estas fuentes en paralelo con sus valores correspondientes como se puede ver en la siguiente figura.

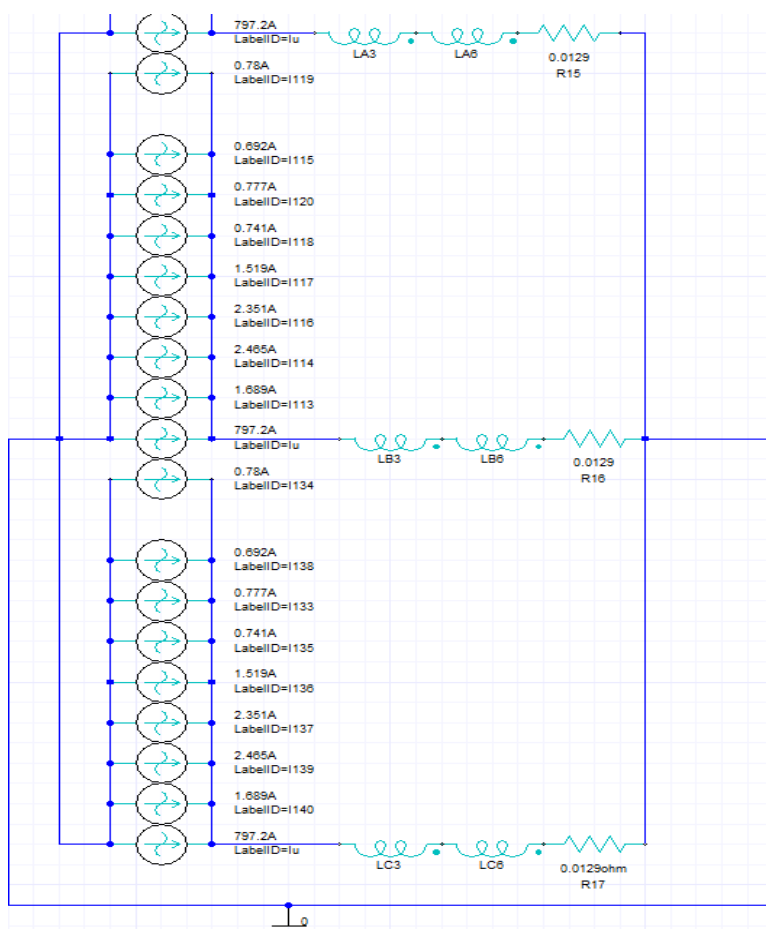


Fig.52: Imagen del circuito

Estos cálculos de los armónicos de conmutación y la simulación posterior se han realizado para velocidad nominal pero en valores máximos. A continuación se van a ver los resultados de pérdidas en imanes y hierro.

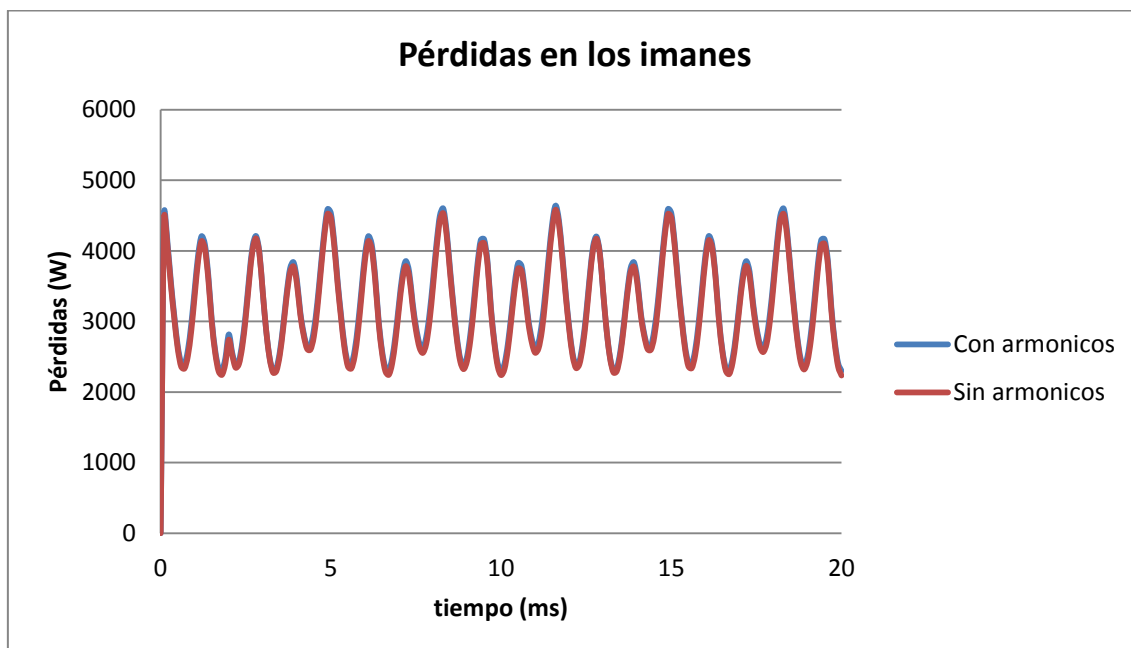


Fig.53: Pérdidas en los imanes a) con armónicos de conmutación y b) sin armónicos de conmutación

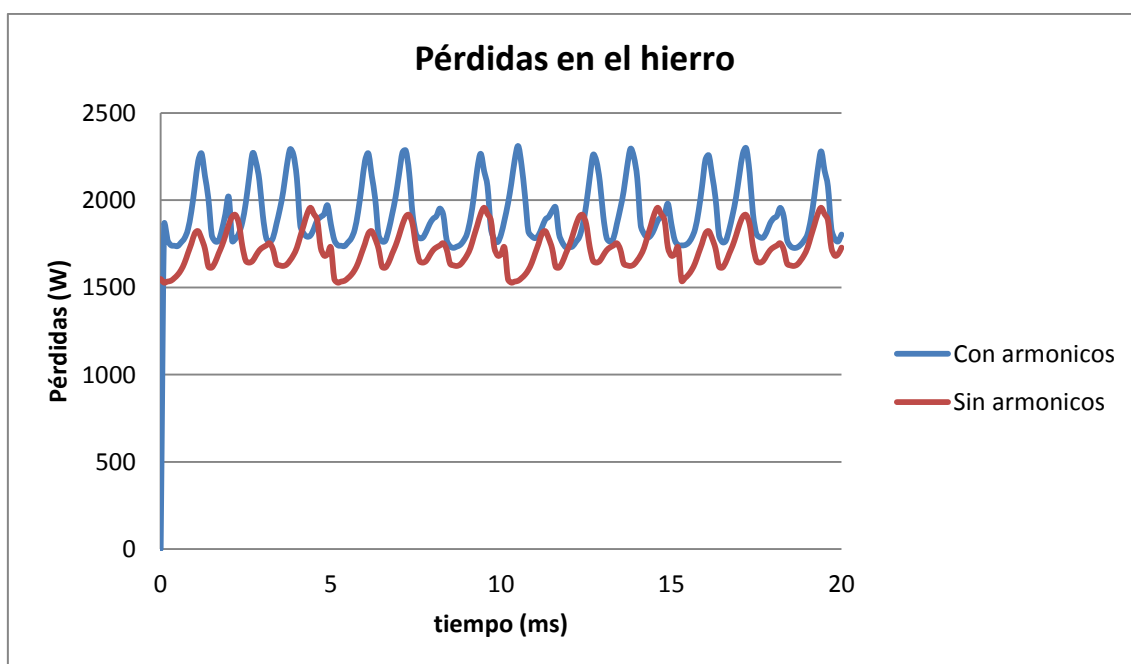


Fig.54: Pérdidas en el hierro a) con armónicos de conmutación y b) sin armónicos de conmutación

Como se puede observar en las gráficas anteriores, y también en la siguiente tabla, no hay mucha diferencia entre las pérdidas introduciendo los armónicos del inversor o sin introducirlos en el circuito. En el caso de los imanes, que es el que más nos interesa, la diferencia es sólo del 2% más pérdidas con armónicos. Por tanto para

las próximas simulaciones no tendremos en cuenta este factor, ya que no va a ser determinante para la reducción significativa de las pérdidas en los imanes y nos simplificará los cálculos.

Pérdidas	Con armónicos	Sin armónicos	Diferencia
Imanes	3227	3169	2%
Hierro	1915	1710	11%

Fig.55: tabla comparativa de valores medios de pérdidas

#### 4.3. CÁLCULO TEÓRICO DE PÉRDIDAS

Las pérdidas en los imanes se han calculado también mediante una ecuación analítica para poder comparar con los resultados que nos dan los programas FEM. Se han calculado teniendo en cuenta:

- La densidad de flujo dentro del imán  $B_m$  se ha calculado con la ayuda de la aplicación FEM.
- Se han tenido en cuenta los efectos finales. Se ha usado la conductividad efectiva.

Esta densidad de flujo  $B_m$  en el imán se va a usar en la fórmula analítica para el cálculo de la densidad de corriente en el imán.  $J_z$  se calcula como:

$$J_z = \sigma_{eff} \cdot w_m \cdot \frac{dB_m}{dt} \quad (A/m^2)$$

donde  $w_m$  es el ancho del imán y  $\sigma_{eff}$  es la conductividad efectiva en  $S/m$  calculada como [55]:

$$\sigma_{eff} = \sigma \cdot \left[ 1 - \frac{2}{\pi} \cdot \frac{w_m}{l_m} \cdot \tanh\left(\frac{2}{\pi} \cdot \frac{l_m}{w_m}\right) \right]$$

donde  $\sigma$  es la conductividad eléctrica en  $S/m$  y  $l_m$  es la longitud del imán. Entonces, las pérdidas en el imán se pueden calcular como:

$$P_{magnet} = \frac{1}{\sigma_{eff}} \cdot \int_V J_z^2 \cdot dv = \sigma_{eff} \cdot w_m^2 \cdot v_m \cdot \left(\frac{dB_m}{dt}\right)^2$$

Donde  $v_m$  es el volumen del imán.

La Fig.56 representa la variación de flujo en un punto del imán. Con la ayuda de esa gráfica se ha calculado la variación del flujo respecto del tiempo.

- Punto 1:  $x_1 = 1,61 \times 10^{-2} s$ ;  $y_1 = 1,097944 T$
- Punto 2:  $x_2 = 1,42 \times 10^{-2} s$ ;  $y_2 = 0,892251 T$

$$\frac{dB_m}{dt} = \frac{y_1 - y_2}{x_1 - x_2} = \frac{1,097944 - 0,892251}{1,61 \times 10^{-2} - 1,42 \times 10^{-2}} = 167$$



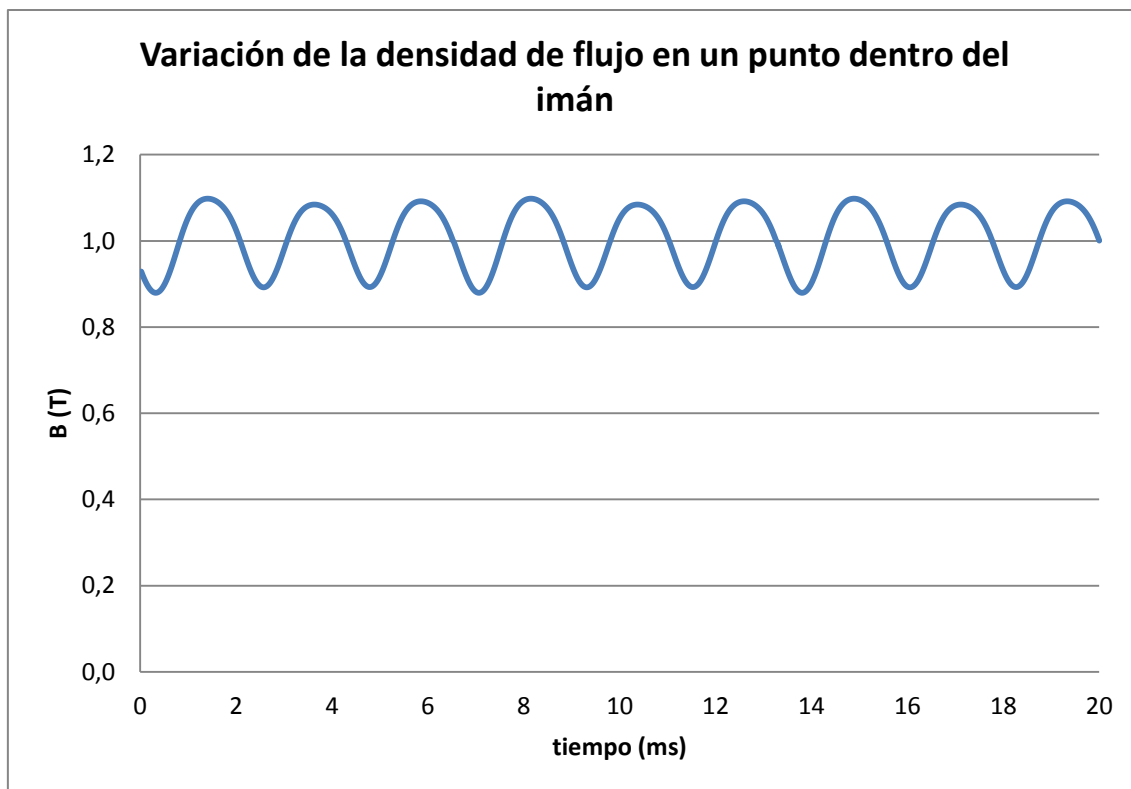


Fig.56: variación de la densidad de flujo en un punto dentro del imán

<b>Speed (rpm)</b>	1000
<b>width (m)</b>	0,007950
<b>length (m)</b>	0,096460
<b>conduct. (S/m)</b>	667000
<b>volume (m3)</b>	0,000307
<b>Bm (T)</b>	108,260000
<b>(dB/dt)^2</b>	11720,227600
<b>eff_cond. (S/m)</b>	632003,415745
<b>Pteorica (W)</b>	143,60
<b>Pmaxwell (W)</b>	153,00

Fig.57: tabla cálculo pérdidas en un imán con fórmula analítica

En la tabla anterior aparecen los datos que se han utilizado para calcular las pérdidas en un imán para el punto de funcionamiento de 1000rpm y valores nominales. Como se puede observar, las pérdidas obtenidas de manera analítica son muy cercanas a las que estamos obteniendo con los programas de simulación.

#### **4.4. CONCLUSIONES**

Se va a proceder a mencionar las conclusiones extraídas de los resultados de las simulaciones que se han realizado en el capítulo anterior.

- Como se ha podido ver en el apartado 4.3, las pérdidas causadas por los armónicos que nos introduce el inversor son muy pequeñas, sobre todo las que nos afectan a los imanes. En el hierro llegan a ser algo más importantes (11% más), dado que son unos armónicos que tienen una frecuencia muy alta y por tanto hacen que las pérdidas por histéresis en el hierro aumenten. En cambio en los imanes son prácticamente despreciables, ya que la amplitud de estos armónicos es muy pequeña y no llegan a penetrar lo suficiente en el interior de los imanes como para inducir corrientes de Foucault que causen grandes pérdidas.
- Tal y como se muestra en Fig.39 y Fig.40, la tensión inducida en las fases a 1000rpm tiene una forma senoidal casi perfecta. En la Fig.40 se puede observar como los armónicos de la tensión tienen una amplitud muy pequeña en comparación con el fundamental. Así que se puede decir que el devanado que incorpora esta máquina está bien dispuesto y no va a ser un gran causante de armónicos y por tanto de pérdidas.
- Las pérdidas más importantes van a ser causadas por el efecto de las ranuras y la densidad de flujo en el entrehierro. Si nos fijamos en la Fig.27, el diseño de la máquina, se puede observar que las ranuras tienen un tamaño relativamente grande que es debido a que por los devanados van a tener que circular corrientes grandes para conseguir la potencia requerida y por tanto el cobre va a necesitar una sección suficientemente grande para que las pérdidas por efecto Joule en los mismos no sea muy grande. Además, el ancho de apertura de la ranura es excesivamente grande. Estos dos factores causan que la distribución de la densidad de flujo en el entrehierro tenga unos armónicos espaciales de gran amplitud. Como se puede observar en la Fig.30, el efecto de unas ranuras tan anchas crea unos “valles” en la forma de onda de la densidad de flujo muy grandes. Esta situación causa que ya en vacío las pérdidas en los imanes tengan un valor excesivo por las corrientes de Foucault que inducen estos armónicos y que por tanto haya que prestarles especial atención.

Vistas las conclusiones que se han extraído de los resultados de este capítulo, las simulaciones que se vayan a realizar en los próximos capítulos no tendrán en cuenta los armónicos debidos al inversor por considerarse despreciables las pérdidas que causan y por complicar más la preparación de las simulaciones. Por otro lado, no se va a probar con otro tipo de devanados ya que se ha podido ver que tiene una

distribución correcta con muy pocos armónicos. Para terminar decir que vistos los resultados obtenidos en vacío, uno de los objetivos principales va a ser el reducir las pérdidas en los imanes por los armónicos espaciales de amplitud relativamente grande que aparecen en este punto de funcionamiento.

# **CAPÍTULO 5:**

## **APLICACIÓN DE TÉCNICAS PARA LA REDUCCIÓN DE PÉRDIDAS EN LOS IMANES**

## 5. APLICACIÓN DE TÉCNICAS PARA LA REDUCCIÓN DE PÉRDIDAS EN LOS IMANES

### 5.1. MODIFICACIÓN DEL DISEÑO DE LAS RANURAS

Como se ha visto en el capítulo anterior, las pérdidas en los imanes van a suponer una parte importante de las pérdidas que va a tener la máquina. Además se ha podido ver que ya en vacío las pérdidas eran excesivas y ese problema va a ser el que se trate de solucionar en este apartado. El diseño original de la máquina tiene un diseño de ranura que esta introduciendo grandes armónicos los cuales están causando grandes pérdidas. Por tanto, a continuación se muestran tres diseños alternativos de ranuras que se van a estudiar.

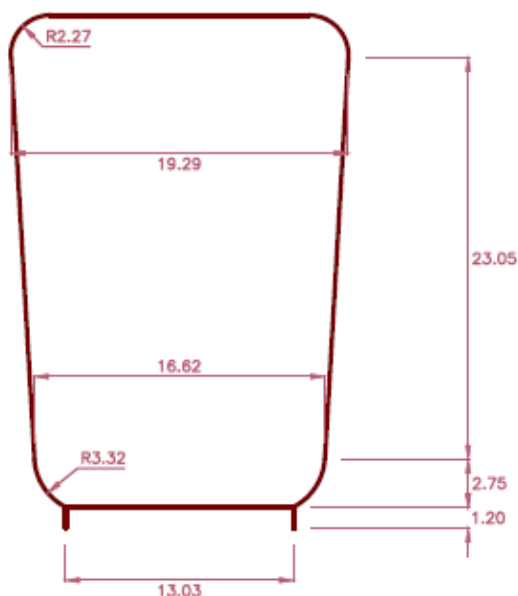


Fig.58: diseño uno, original

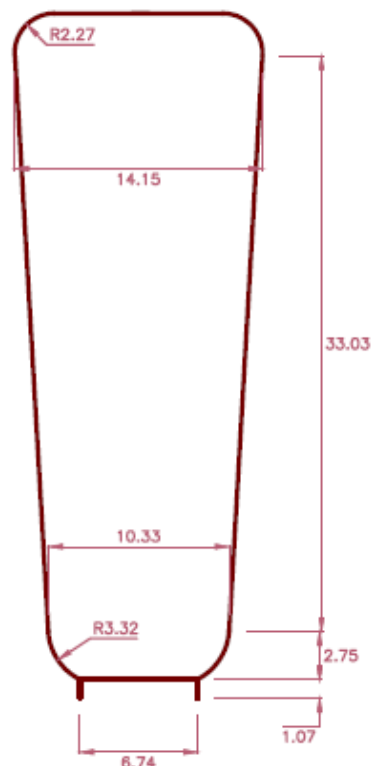


Fig.59: diseño dos, ranura estrecha y más larga

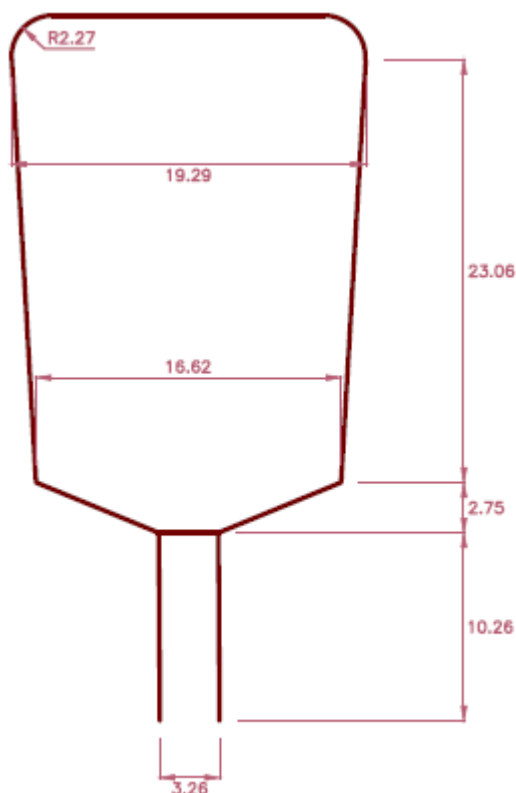


Fig.60: diseño tres, ranura original desplazada

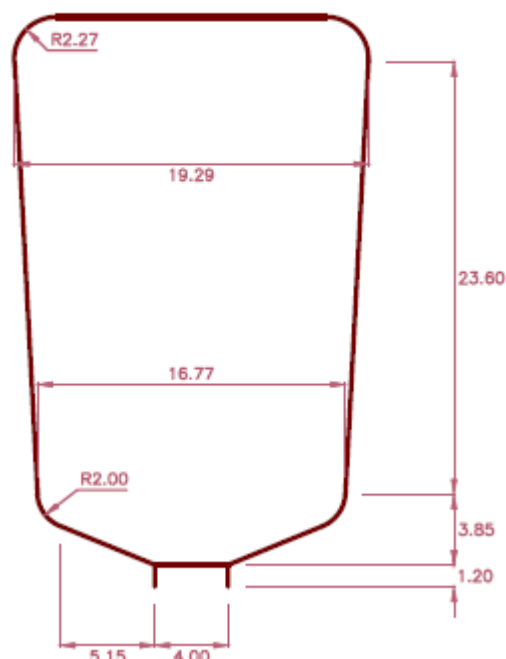


Fig.61: diseño cuatro, ranura original con abertura más estrecha

La Fig.58 es el diseño de la ranura original que llevaba la máquina que se ha analizado en el capítulo anterior. Para realizar el diseño dos, Fig.59, se ha estrechado el diseño original y se ha alargado la ranura para seguir manteniendo aproximadamente el mismo volumen de ranura. El diseño tres, Fig.60, es la misma ranura del diseño original pero se ha alejado y se ha estrechado la abertura. Por último, el diseño cuatro, Fig.61, es el diseño original pero con la abertura más estrecha.

Con estos diseños se va a tratar de reducir los armónicos de la densidad de flujo magnético en el entrehierro, obteniendo así una forma de onda más senoidal que inducirá menores corrientes de Foucault en los imanes.

Se ha tratado de mantener el área de las ranuras lo más cercano posible al del diseño original. En la siguiente tabla se muestran las distintas áreas de ranura.

Diseño	Área (mm <sup>2</sup> )
1	500,86
2	461,73
3	485,48
4	516,97

Fig.62: tabla con las áreas de ranura de cada diseño

A continuación se van a mostrar los resultados obtenidos de las simulaciones que se han realizado de los distintos diseños. Como se ha mencionado anteriormente el objetivo principal de la modificación de estos diseños es la obtención de una forma de onda de la densidad de flujo en el entrehierro con menos armónicos que la original para que las pérdidas en vacío en los imanes no sean tan grandes y por tanto luego en carga también sean menores. En la Fig.63 se pueden ver los resultados de la densidad de flujo.

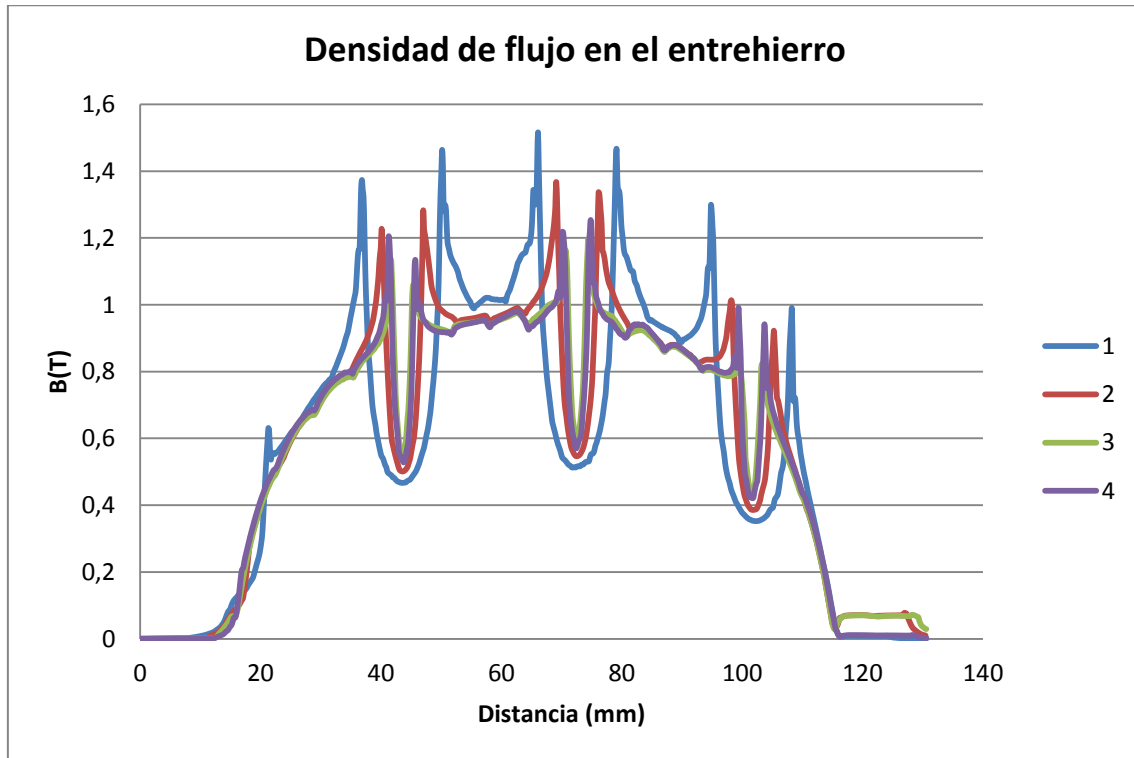


Fig.63: Densidad de flujo en el entrehierro (arco de 60°) en  $t=0s$  para los cuatro diseños objeto de análisis

La gráfica representa la distribución de la densidad de flujo en el entrehierro en  $t = 0s$  y a lo largo de 60°, es decir, un polo. Como se puede observar en la gráfica en todos los diseños alternativos la densidad de flujo en el entrehierro adquiere una forma de onda más senoidal que la original. Al reducir el ancho de las ranuras, el ancho de las aperturas y al alejar las ranuras del entrehierro conseguimos que el valle que crean las ranuras en la forma de onda sea más pequeño y estrecho, teniendo así los armónicos una amplitud menor.

Hay que tener un par de cosas en cuenta. Por un lado esta la anchura de la apertura de la ranura. No se puede estrechar demasiado ya que podría ocurrir que esta fuese menos ancha que la sección de los conductores y por tanto no se podrían introducir en las ranuras. Por otro lado cuanto más estrecha sea más difícil serán de meter los bobinados en las ranuras.

De la Fig.63 también se puede sacar otra conclusión bastante importante. En los diseños dos, tres y cuatro se han obtenido unos resultados muy parecidos y en el

dos y tres se han tenido que tomar unas decisiones un tanto radicales: en el dos se ha tenido que estrechar demasiado la ranura y en el tres se ha tenido que alejar del entrehierro una distancia considerable y estrechar la abertura. En cambio en el cuatro lo único que se ha hecho es estrechar la ranura de 13,03mm que tenía antes a 4mm (un 70% menos ancha que la original), manteniendo la ranura en la misma posición y el resto de dimensiones. Por tanto se llega a la conclusión y se afirma un detalle que se ha visto en distinta bibliografía de que reduciendo el ancho de abertura de las ranuras se puede conseguir reducir los armónicos de la densidad de flujo en el entrehierro en vacío considerablemente. Además hay que tener en cuenta que si alejamos las ranuras del entrehierro y/o las estrechamos y alargamos para mantener el mismo volumen, hay que aumentar el radio exterior del estator ya que el flujo se cierra por la parte trasera de las ranuras y necesita espacio suficiente ya que si no el hierro podría saturarse, y si aumentamos el radio de la máquina, el volumen de hierro necesario aumentará y por tanto el coste de la máquina también.

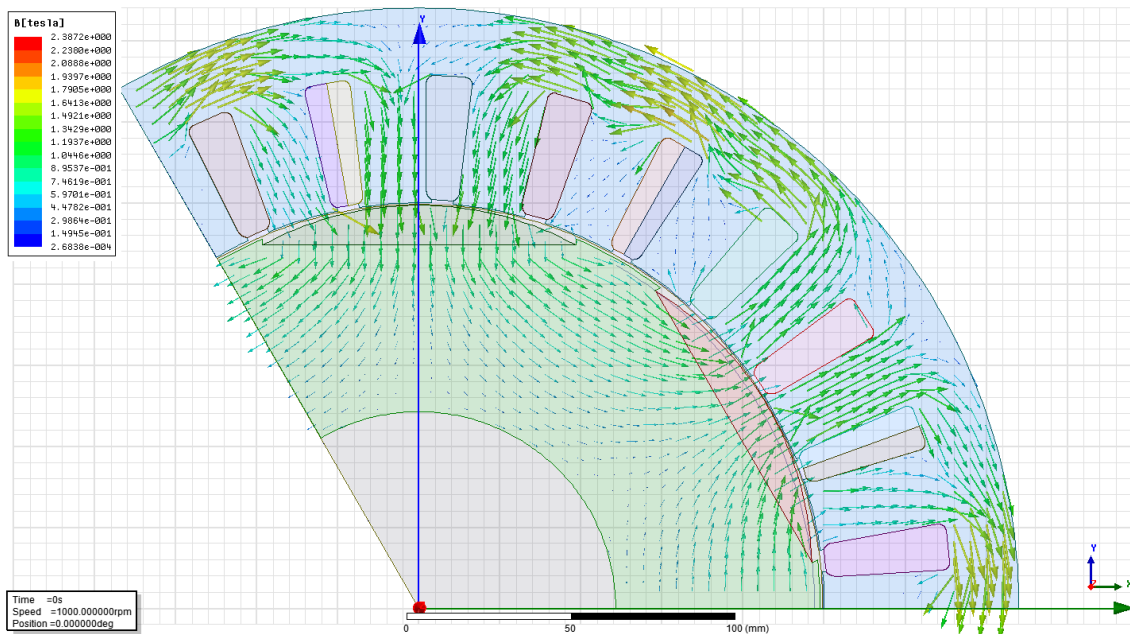


Fig.64: Diseño con menos hierro detrás de las ranuras.



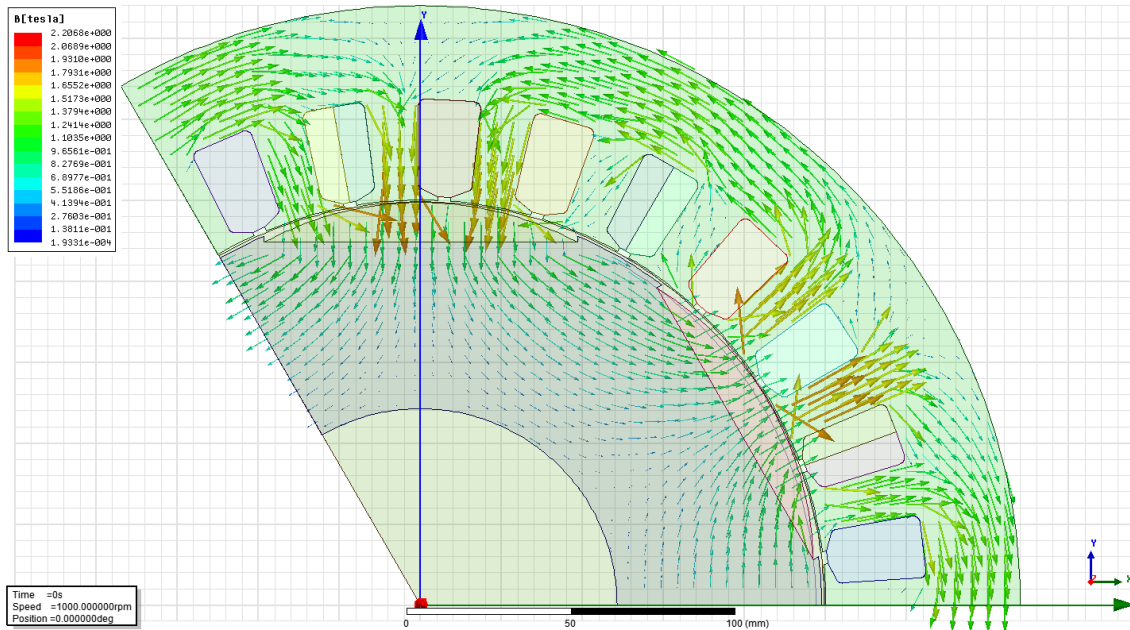


Fig.65: Diseño con más hierro detrás de las ranuras.

En las figuras Fig.66 y Fig.67 se muestran las tensiones inducidas para cada diseño. Como se puede ver la mejoría ocurre también en todos los diseños. En todos ellos se ve como la forma de onda de la tensión inducida ya no tiene tanto rizado y su valor pico aumenta. Esto último se debe a que con los nuevos diseños de ranura se consigue que la amplitud del armónico fundamental sea mayor, así que los nuevos diseños de ranura hacen que las tensiones inducidas en los devanados sean más senoidales.

Concretamente con el último diseño es con el que se consigue la mayor tensión inducida y en general, armónicos de menor amplitud. Esto se debe en parte a que la ranura se mantiene muy cerca del entrehierro y al estrechar la abertura de la ranura conseguimos reducir la amplitud de los armónicos.

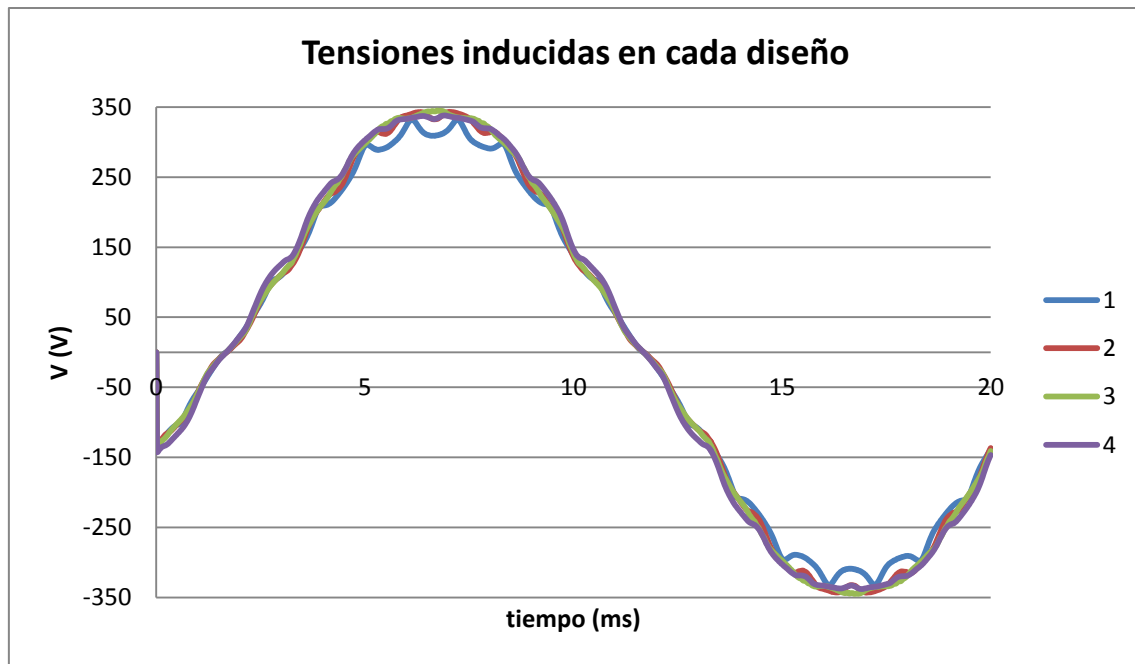


Fig.66: tensiones inducidas de un periodo en la fase A.

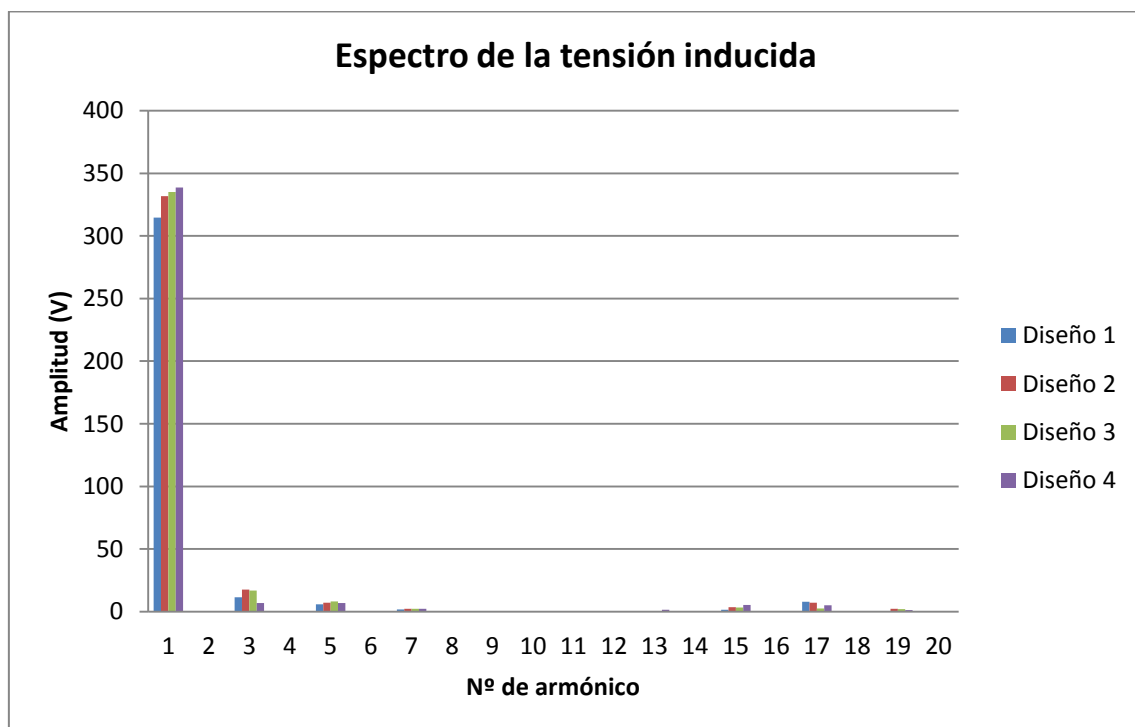


Fig.67: Espectro de la tensión inducida en la fase A.

Como el armónico fundamental de la tensión inducida ha aumentado respecto del diseño original, el par generado en condiciones nominales de funcionamiento también lo hace ligeramente, para un valor de corriente similar en todos los casos.

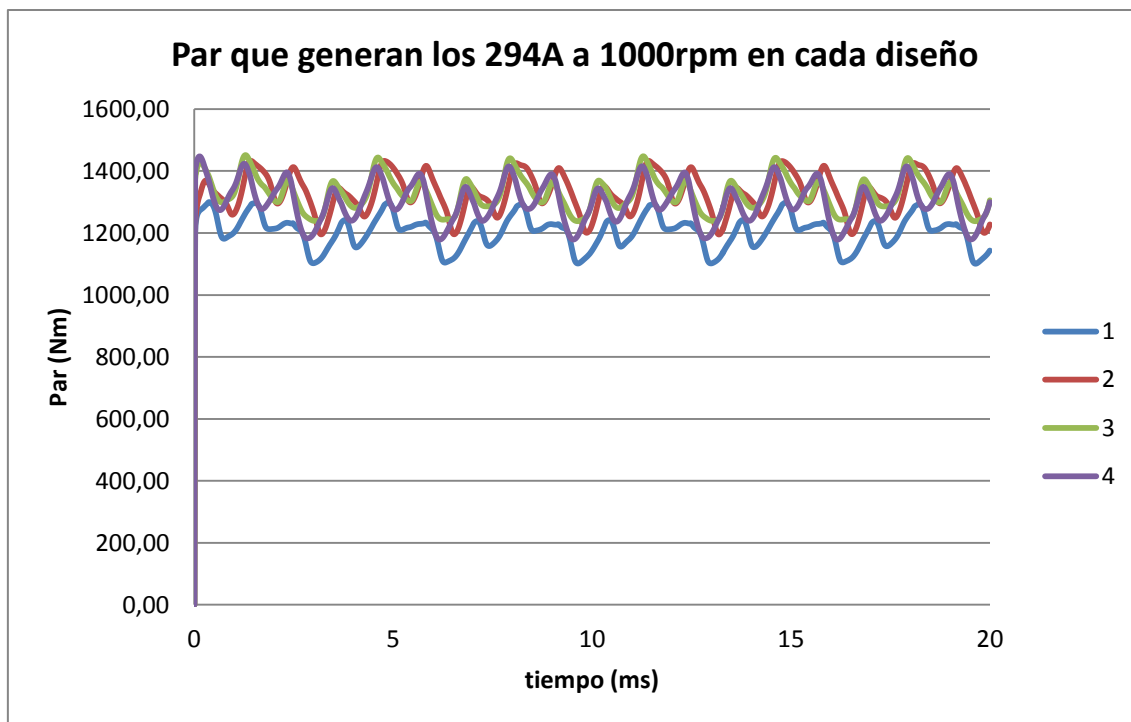


Fig.68: Par generado en condiciones nominales

En la Fig.69 se puede ver la densidad de corriente dentro de los imanes. Si nos fijamos también en la Fig.63, la densidad de flujo en el entrehierro, la densidad de corriente dentro del imán en vacío sigue la misma tendencia. La mayor densidad de corriente la tenemos en el diseño original, disminuyendo luego en el orden de los diseños dos, cuatro y tres con los valores más pequeños.

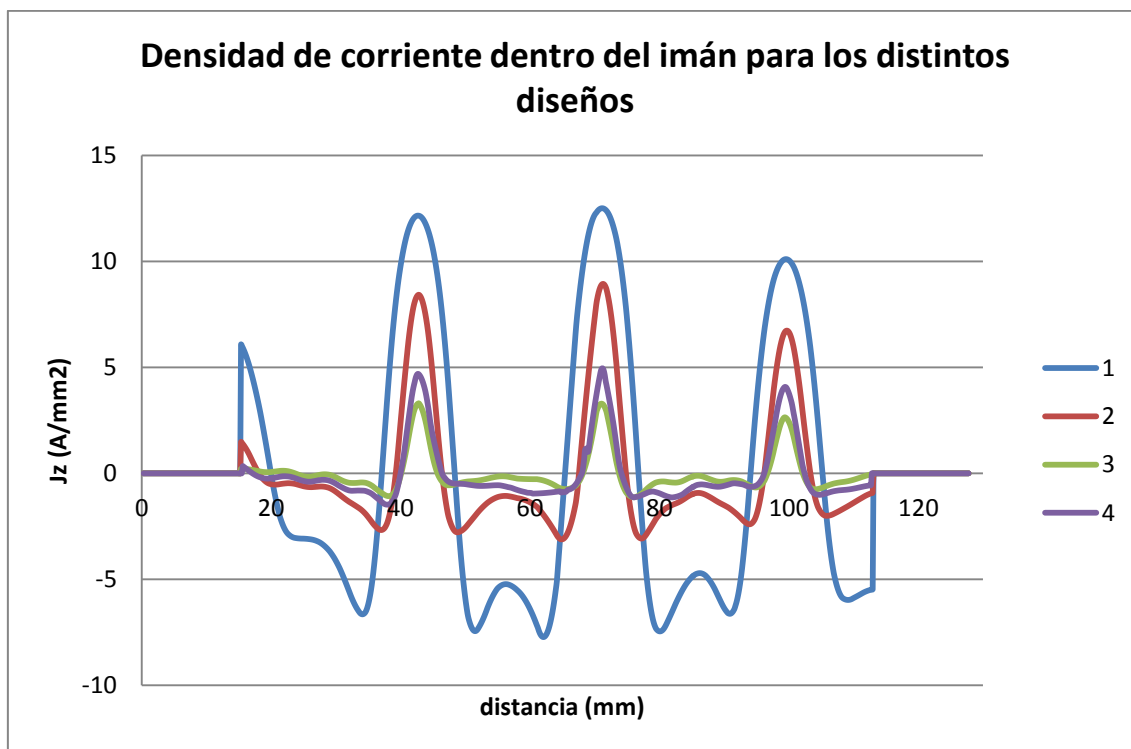


Fig.69: Densidad de corriente en el imán en  $t=20\mu s$

Como era de esperar, las pérdidas en vacío en los imanes Fig.69, que al ser provocadas por corrientes de Foucault están totalmente relacionadas con la densidad de corriente dentro de los imanes, siguen la misma tendencia que estas últimas. Se puede ver como con los tres diseños alternativos se consiguen reducir las pérdidas considerablemente, llegando con el diseño tres a reducirlas hasta los 38W, cuando el diseño original tenía unas pérdidas de 1702W.

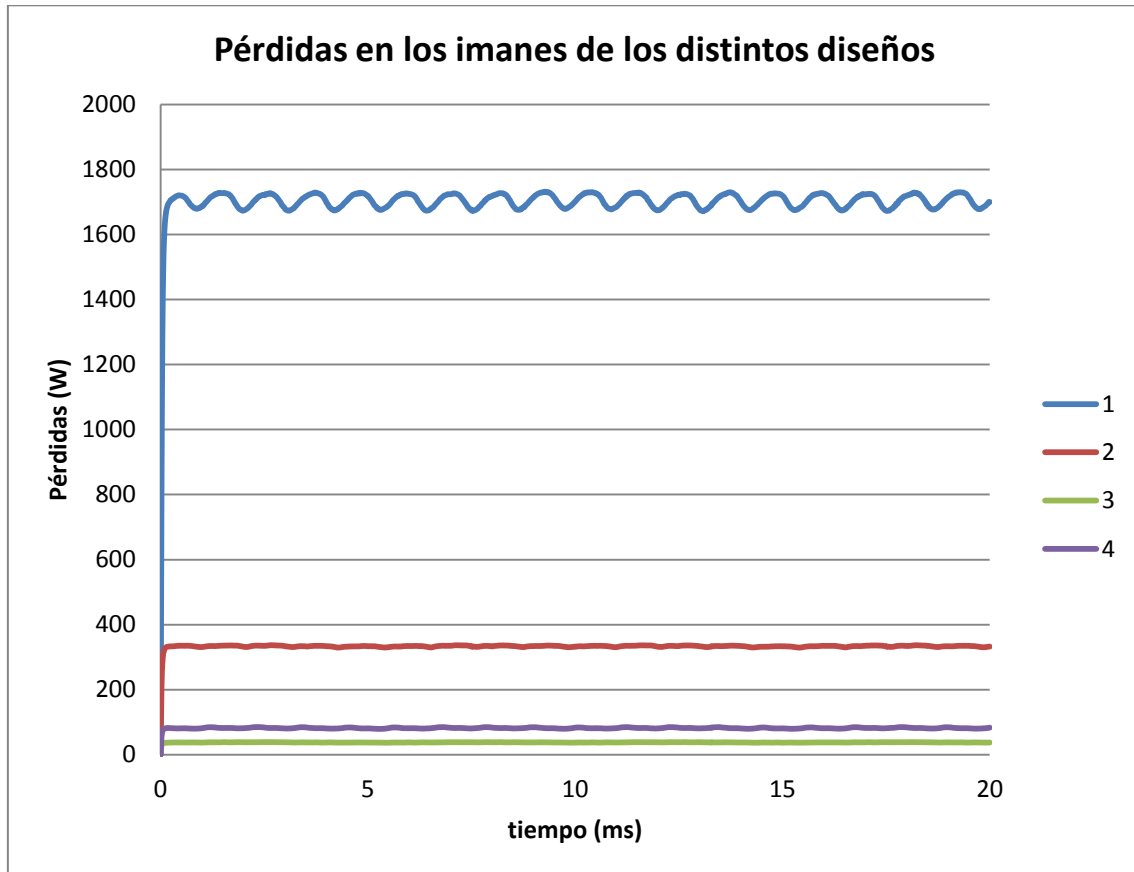


Fig.70: Pérdidas en los imanes en vacío

En la Fig.70 se pueden observar las pérdidas en vacío en función de la velocidad, y tal y como se ha mencionado en el apartado 3.2.8 y en [20,54], las pérdidas son proporcionales al cuadrado de la velocidad.

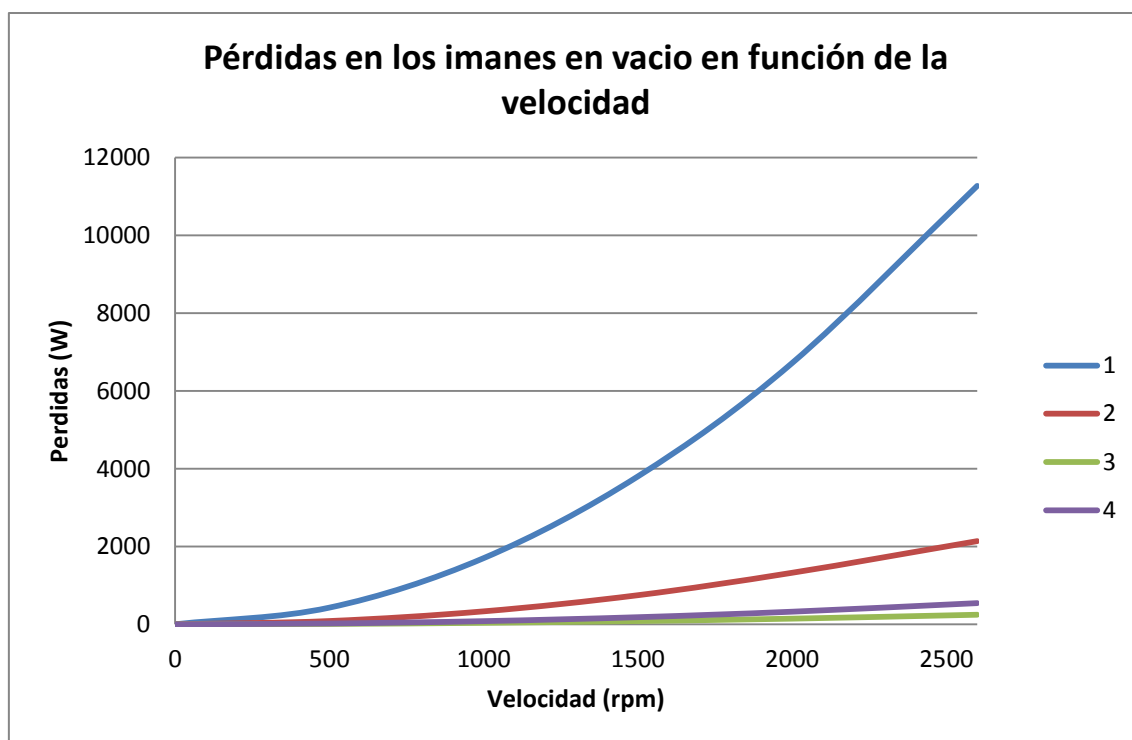


Fig.71: Pérdidas en los imanes en vacío en función de la velocidad

Sin embargo, si nos fijamos en la Fig.72, aunque las pérdidas en vacío se han conseguido reducir mucho, en carga el comportamiento es muy distinto dependiendo de si se utiliza la técnica de debilitamiento de campo o no. En caso de no utilizarse, se ve claramente que las modificaciones realizadas en el diseño de las ranuras resultan muy efectivas de cara a reducir las pérdidas también en carga (se consiguen reducir de 3847W hasta 676W). Sin embargo, si se utiliza la técnica de debilitamiento de campo, la densidad de flujo disminuye haciendo que ya en el diseño uno las pérdidas en carga sean la mitad de las de vacío, y en los nuevos diseños se consiguen reducir las pérdidas en carga pero no más de 300-400W.

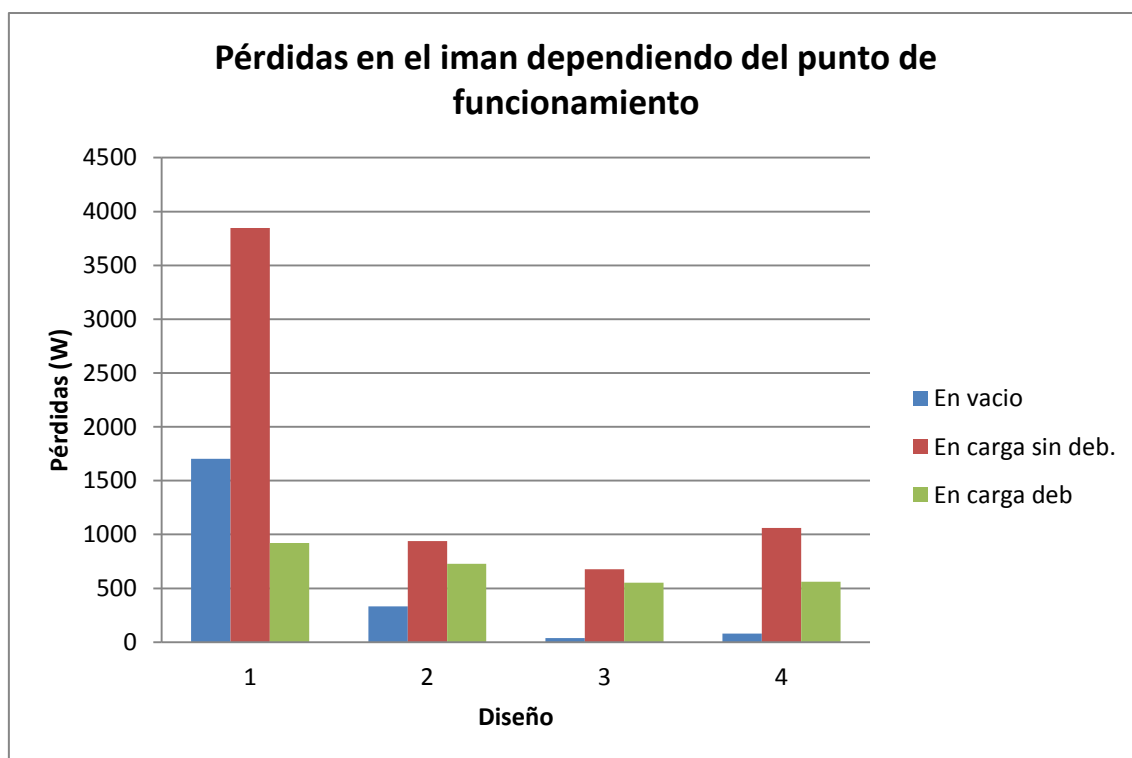


Fig.72: Pérdidas en los imanes en vacío, en carga sin debilitar y en carga debilitando.

Vistos los resultados obtenidos en este apartado se ha elegido el diseño cuatro para continuar reduciendo las pérdidas. Es un diseño viable de llevar a la realidad, con una abertura de ranura suficiente para introducir los bobinados y con unos resultados en cuanto a pérdidas más pequeños si los comparamos con el diseño original.

## 5.2. MODIFICACIÓN DE LA POSICIÓN DE LOS IMANES

En el anterior apartado se han modificado el diseño de las ranuras para reducir las pérdidas excesivas que teníamos inicialmente en los imanes en vacío. Aunque las pérdidas en vacío se han conseguido reducir considerablemente, las pérdidas en carga no lo han hecho tanto.

En este apartado se va a intentar reducir las pérdidas en los imanes colocándolos en distintas posiciones en las cuales pueden estar más protegidos de las líneas de flujo en sentido inverso a la polarización de los imanes que pueden causar la desmagnetización y de que puedan producirse grandes variaciones de flujo dentro de ellos, ya que son las que causan la circulación de corrientes de Foucault.

Para ello se ha decidido introducir los imanes dentro del rotor en dos posiciones distintas. En la primera se han seccionado los imanes de cada polo en dos partes y se han colocado en forma de “V”. En la segunda, los imanes se han colocado en forma de una “I” girada 90° dentro del rotor pero bastante cerca de la superficie. En las siguientes figuras se pueden ver los nuevos diseños de rotor acotados.

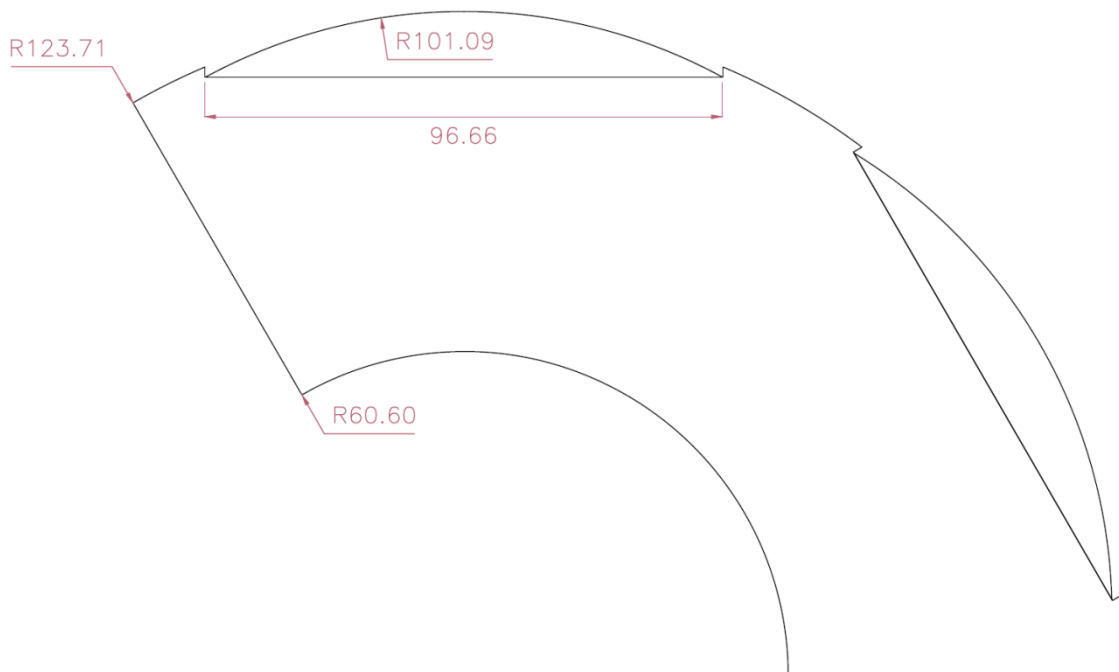


Fig.73: rotor del diseño cuatro (original, imanes superficiales) acotado

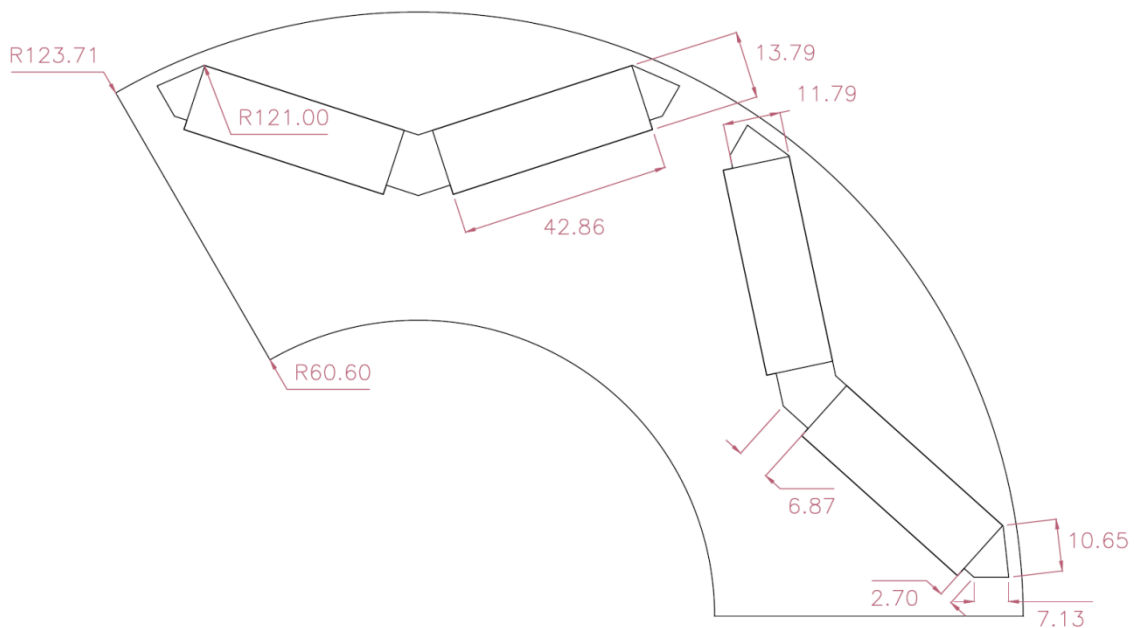


Fig.74: rotor con imanes interiores en forma de "V", diseño 5 acotado

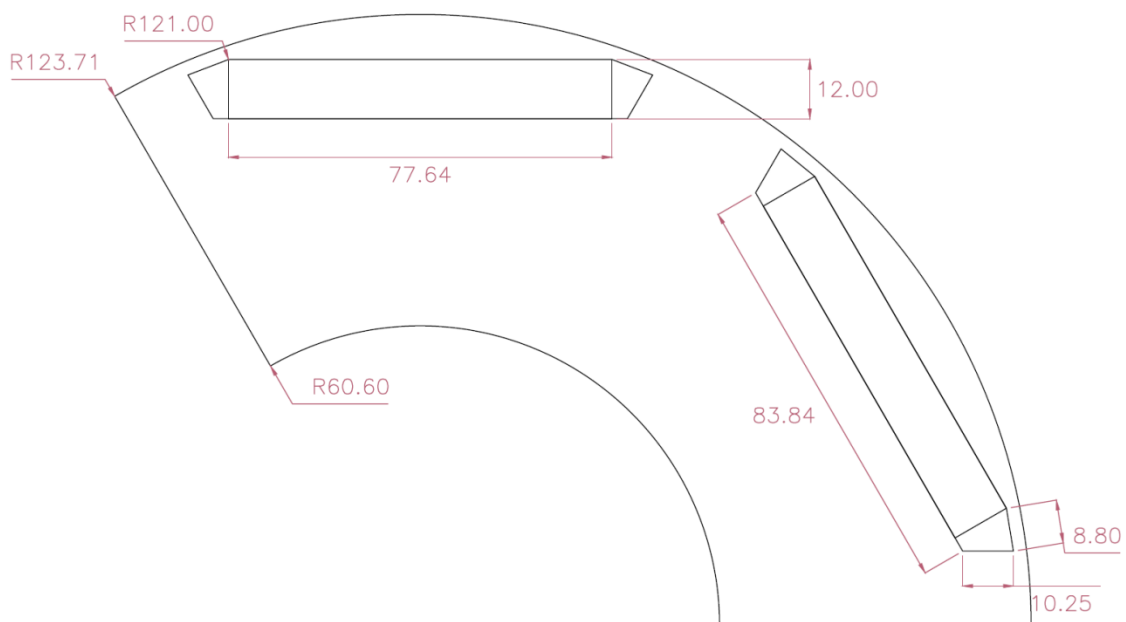


Fig.75: rotor con imanes interiores en forma de "I", diseño 6 acotado

A primera vista se puede ver que en los diseños nuevos, sobre todo en el diseño cinco, el volumen de imán por polo ha aumentado. Esto se debe a que al introducir el imán dentro del rotor, los imanes pasan a ser rectangulares y en el caso del diseño cinco, tampoco mantienen la orientación ni la posición que tenían los superficiales, y estos factores juntos consiguen que la forma de onda casi senoidal de la densidad de flujo en el entrehierro que se tenía en el diseño cuatro se convierta en cuadrada. Esto



quiere decir que el armónico fundamental de la densidad de flujo se reduce y en consecuencia el de la tensión inducida también.

Por tanto para poder generar el mismo par que con los imanes superficiales se pueden tomar dos decisiones: aumentar la corriente de fase o aumentar el volumen de los imanes. La primera se ha descartado porque el motor va a estar alimentado por baterías y no interesa extraer de ellas más corriente ya que la autonomía se reduciría y además en valores máximos, con la corriente que es necesaria con imanes superficiales, el hierro del estator se encuentra ya en el codo de saturación y por tanto si metiéramos aún más corriente sería peor. Así que se ha optado por aumentar el volumen de los imanes para conseguir el mismo par que con los superficiales.

Diseño	Volumen (mm <sup>2</sup> )	% mas de imán
4	798	
5 (V)	1182	48,12%
6 (I)	931	16,67%

Fig.76: tabla de los volúmenes de imán de cada diseño

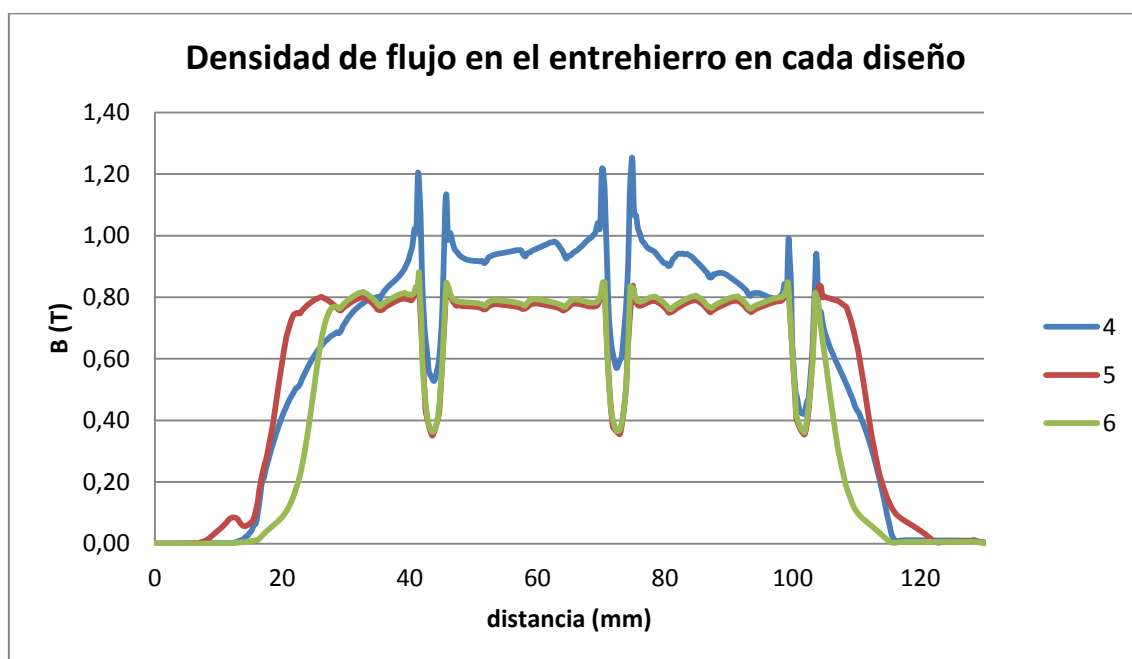


Fig.77: Densidad de flujo en el entrehierro en cada diseño

Como se puede observar en la Fig.77, el rotor original de imanes superficiales curvos crea una forma de onda parecida a la senoidal. Esto se consigue con la forma curva que se le ha dado a la superficie del imán. En cambio, en los dos diseños alternativos, los imanes se han introducido en el interior del rotor y ha habido que hacerlos de forma rectangular. Este diseño de imán, nos crea una forma de onda de la densidad de flujo en el entrehierro más parecida a una onda cuadrada que a una

senoidal, y que por tanto, el valor de su armónico fundamental se ve disminuido considerablemente en comparación con el diseño 4 de imán superficial para el mismo volumen. Por ello ha habido que aumentar el volumen de los imanes para conseguir el par requerido para un valor igual de corriente.

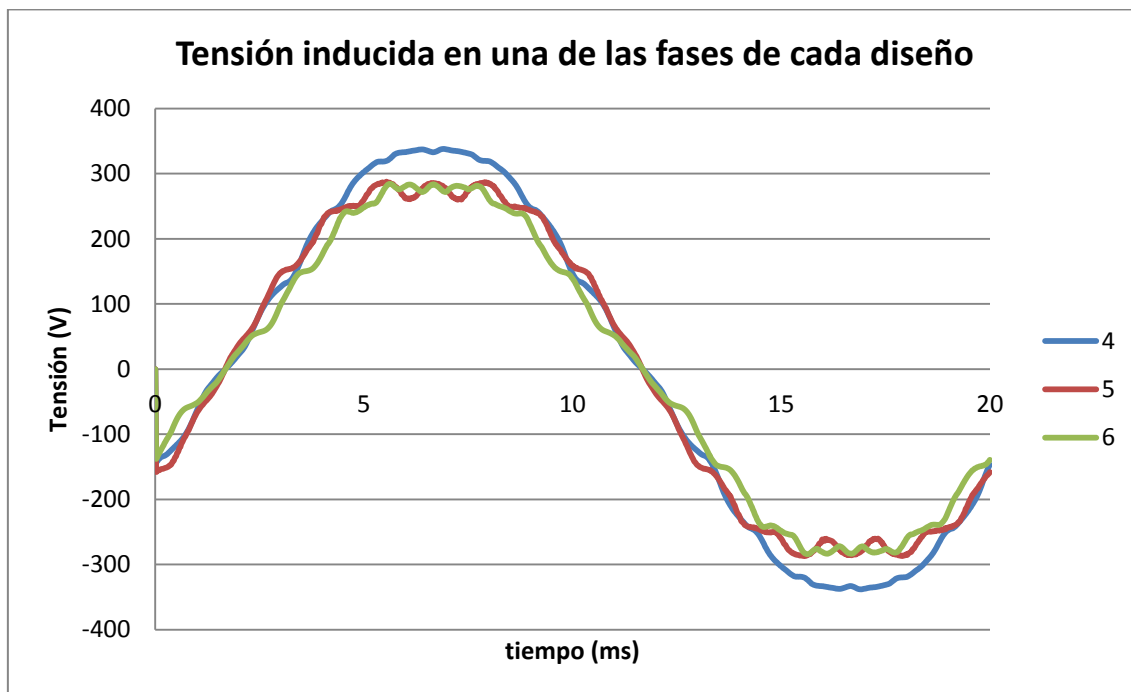


Fig.78a: Tensiones inducidas en vacío a 1000rpm en cada uno de los diseños

Se puede ver que al reducirse el valor de la densidad de flujo en el entrehierro y tener una forma menos senoidal, con la tensión ocurre lo mismo Fig.78a.

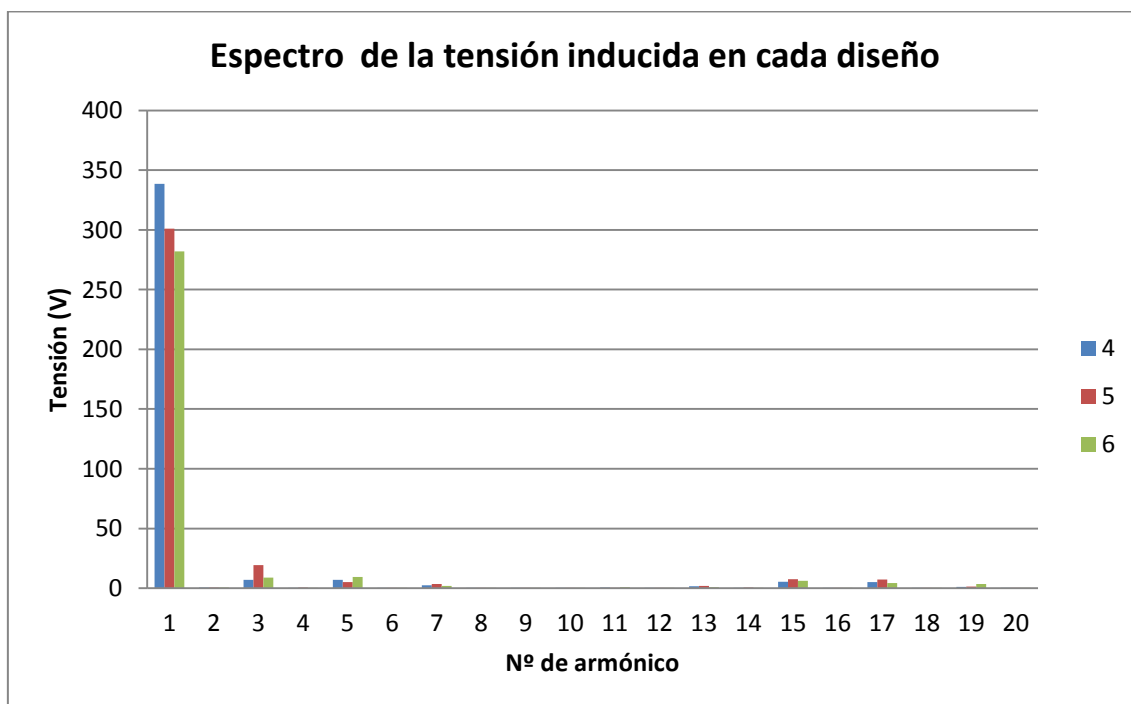


Fig.78b: Espectro de las tensiones inducidas en cada diseño en vacío a 1000rpm

En el espectro de la Fig.78b se puede ver bien lo que ha ocurrido. El valor del armónico fundamental se ha reducido en los dos diseños nuevos y algunos de los armónicos impares (3, 5...) han aumentado ligeramente. Esto ha dado lugar a lo que podíamos ver en la Fig.78a, una forma de onda de la tensión inducida menos senoidal, con menos amplitud y más rizado.

En este apartado también se ha calculado la densidad de corriente en los imanes. Como se puede ver en las figuras 79, 80 y 81, al tener los imanes distinta forma y ubicación la línea que se ha trazado en el interior de ellos para el cálculo de la densidad de corriente va a ser distinta y van a tener distinta longitud. Aun y todo sirve para dar una idea general de si las corrientes de Foucault se han reducido o han aumentado en los diseños nuevos.

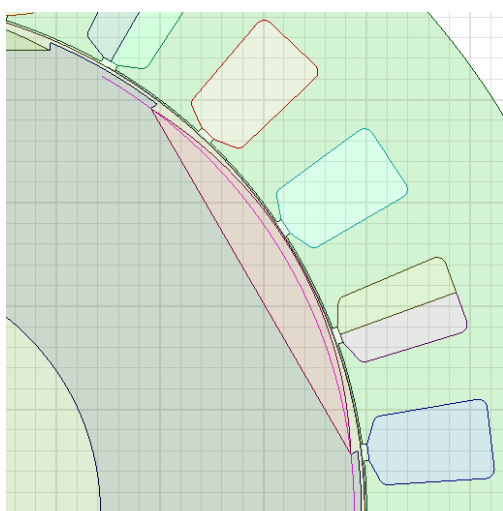


Fig.79: Arco que atraviesa el imán en el diseño cuatro

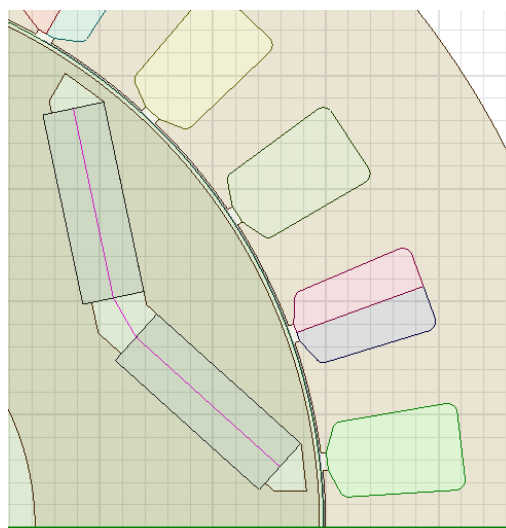


Fig.80: línea que cruza el centro de los imanes del diseño cinco

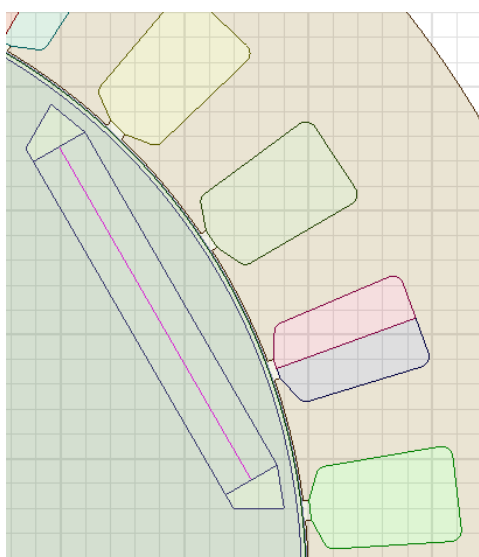


Fig.81: línea que cruza por el centro del imán en el diseño seis

Primero, como ya se ha hecho en los capítulos anteriores, se ha calculado la densidad de densidad de corriente dentro del imán en vacío. En la figura 82 se puede

observar como en los diseños con los imanes interiores la densidad de corriente dentro del imán es muy pequeña en comparación con el diseño de imanes superficiales, cercana a cero. Esto es debido a que los armónicos creados por el efecto de las ranuras en la densidad de flujo magnético en el entrehierro no llegan a penetrar con tanta intensidad en los imanes al estar más lejos del entrehierro y dentro del hierro del rotor y en consecuencia se inducen corrientes de Foucault menores.

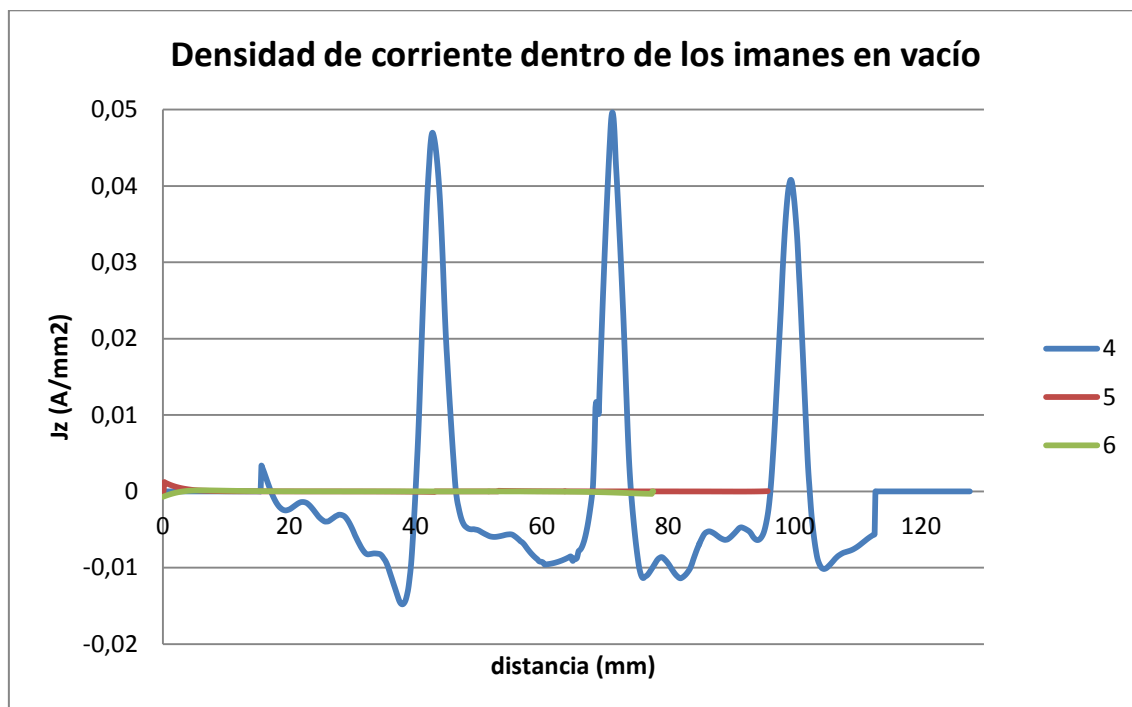


Fig.82: Densidad de corriente a lo largo de la línea que atraviesa los imanes de cada diseño en vacío

Por otro lado como en este capítulo se están tratando las pérdidas en carga, se ha calculado la densidad de corriente dentro del imán en el instante  $t = 20\mu s$  (primer step). Los resultados se muestran en la figura 83. Se puede observar que la densidad de corriente dentro de los imanes se ha reducido en los diseños con imanes interiores, pero no queda muy claro cuanto ya que los picos de densidad de corriente aparecen en distintos puntos, los imanes tienen distinta posición y la línea que los atraviesa también es distinta en cada diseño y tiene distinta longitud.

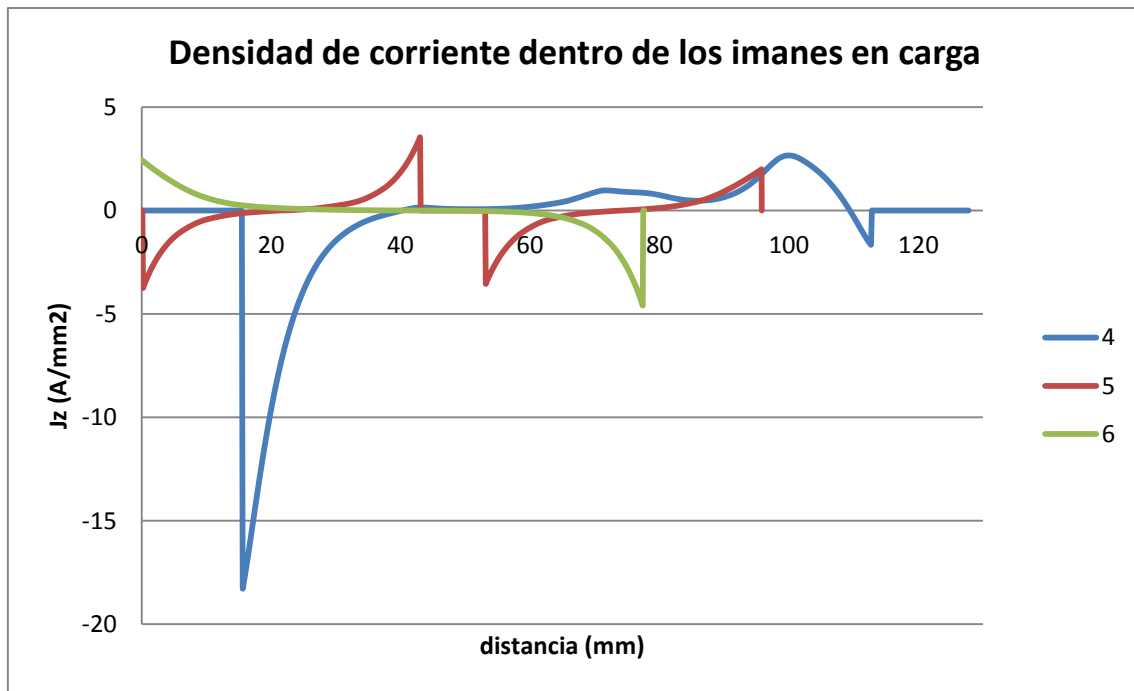


Fig.83: Densidad de corriente a lo largo de la línea que atraviesa los imanes de cada diseño en carga

Para poder saber cuanto han mejorado los diseños en cuanto a pérdidas lo mejor va a ser calcularlas. Las primeras han sido las de los imanes (Fig.84), a 1000rpm y en valores nominales de funcionamiento y para los casos de debilitamiento de campo y sin debilitamiento. Lo primero que se puede observar es que para los dos casos de funcionamiento, debilitando y sin debilitar, se ha conseguido reducir las pérdidas considerablemente. La razón es que al introducir los imanes en el rotor están más alejados del entrehierro y por tanto los armónicos de la densidad de flujo no llegan a penetrar en el interior de los imanes con tanta fuerza, creando así variaciones de flujo dentro del imán menores.

Las menores pérdidas se dan en el diseño cinco (imanes en "V"), que es el más alejado del entrehierro. Además se puede considerar que los imanes están fragmentados, es decir, por cada polo tenemos dos fragmentos de imán, siendo así el volumen de cada imán menor al de los otros dos diseños ( $591\text{mm}^2$  cada imán frente a  $798\text{mm}^2$  en el diseño cuatro y  $931\text{mm}^2$  en el seis), y si tenemos menor volumen de imán las corrientes de Foucault tendrán menor terreno por donde circular y por tanto también se reducirán.

En los diseños cuatro y seis en debilitamiento, como se ha podido observar en apartados anteriores, las pérdidas también se han reducido. Esto se debe a que en condiciones de debilitamiento de campo el valor de la densidad de flujo se ha reducido y también el valor de sus armónicos. Esto hace que se induzcan menores corrientes de Foucault en los imanes y que por tanto las pérdidas sean menores.

En cambio, en el diseño cinco (imanes en “V”), las pérdidas cuando hay debilitamiento de campo aumentan, al contrario que en los otros dos casos. De los 553W de pérdidas que había en el diseño cuatro (debilitando), bajan hasta 131W en el cinco (debilitando), pero si no se debilita, se consiguen reducir hasta sólo 18W. La razón puede ser que en este caso los imanes no están perpendiculares a la línea de ángulo donde van posicionados (30º, 90º, 150º, 210º, 270º y 330º) si no que tienen una inclinación que esta facilitando que se induzcan corrientes de Foucault mayores creadas por las variaciones de la densidad de flujo dentro del imán que a su vez son originadas por la corriente que se está introduciendo por el eje d para el debilitamiento de campo.

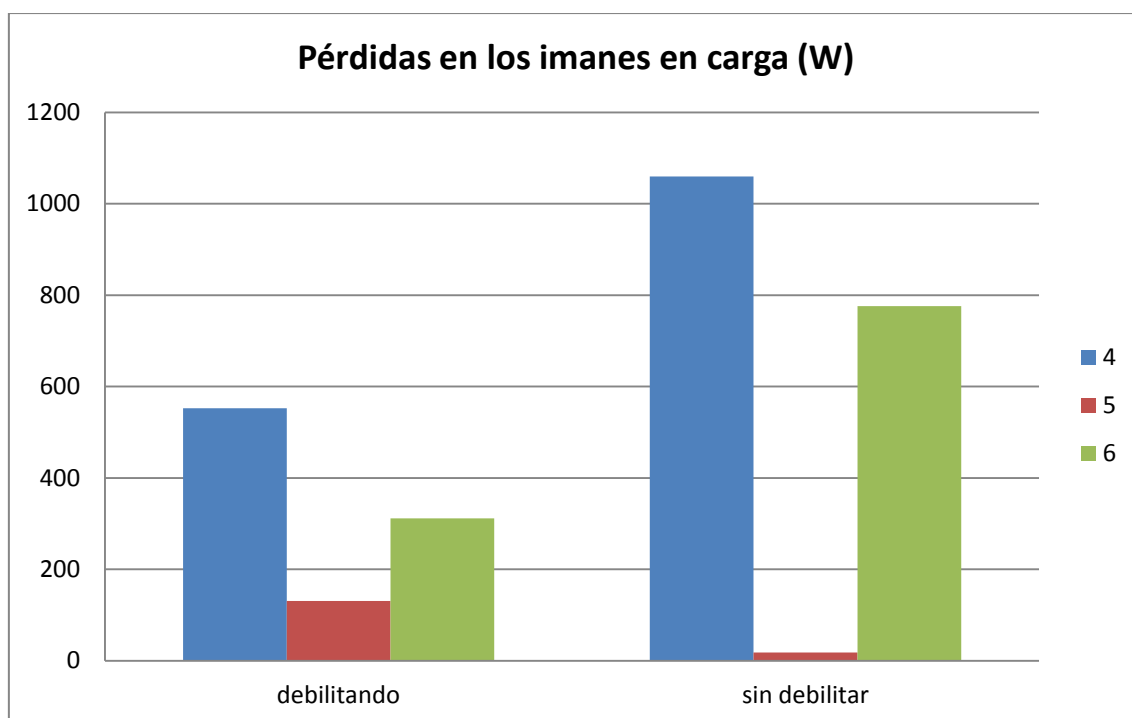


Fig.84: Pérdidas en los imanes con 294A a 1000rpm, debilitando y sin debilitar campo para los distintos diseños

Por otro lado también se han analizado las pérdidas en el hierro causadas por la histéresis, en carga (Fig.85). En los nuevos diseños las pérdidas han aumentado ligeramente, no más de 100W. Este aumento en los diseños con imanes interiores es debido a que al introducir los imanes dentro del hierro, mayor volumen de hierro esta sometido a ciclos más grandes de histéresis, aumentando las pérdidas en el hierro. Además en estos dos diseños nuevos el volumen de los imanes ha aumentado, sobre todo en el cinco (imanes en “V”).

Los resultados para el punto de funcionamiento sin debilitamiento de campo demuestra que en estas condiciones la densidad de flujo es mayor, creando ciclos de histéresis mayores y por tanto más pérdidas que en condiciones de debilitamiento.

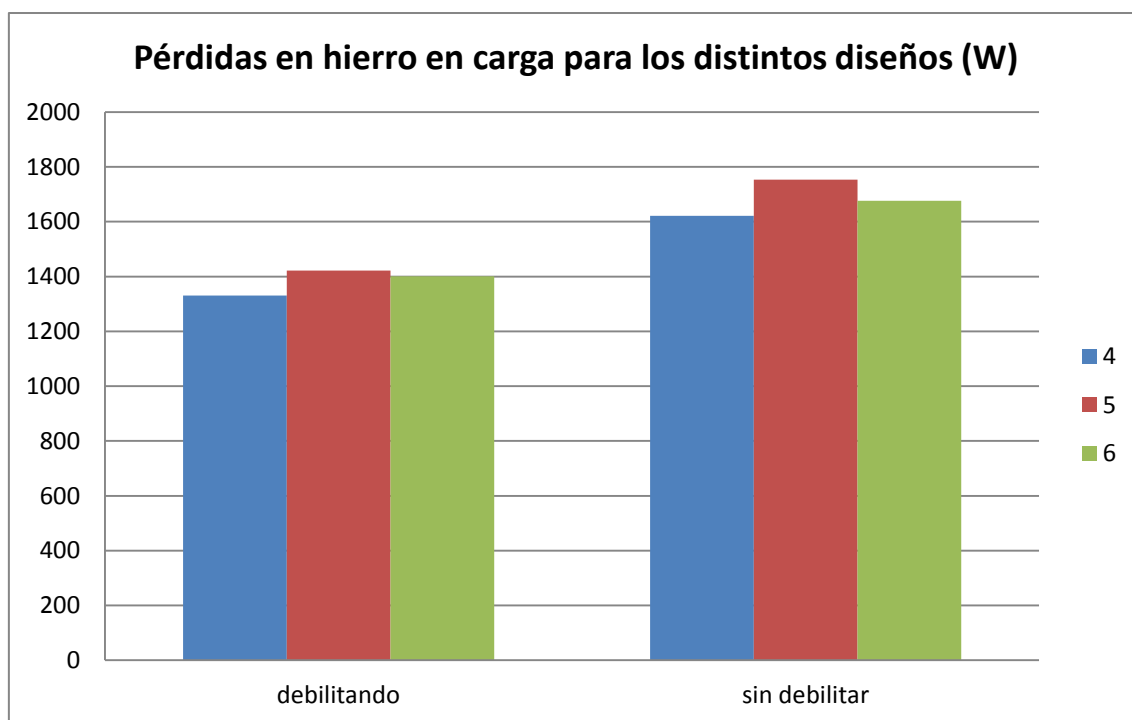


Fig.85: Pérdidas en el hierro para los distintos diseños, con debilitamiento y sin debilitamiento de campo

En la siguiente gráfica (Fig.86) se muestran las pérdidas del hierro totales de la máquina comparada con las que aparecen en el rotor. Como era de esperar el aumento que se produce en las pérdidas de hierro totales de la máquina es similar al aumento que se produce en las del rotor, confirmándose así que el aumento es debido a que los imanes se han colocado en el rotor. El mayor aumento de pérdidas se da en el diseño cinco, de unos 90W si lo comparamos con el cuatro.

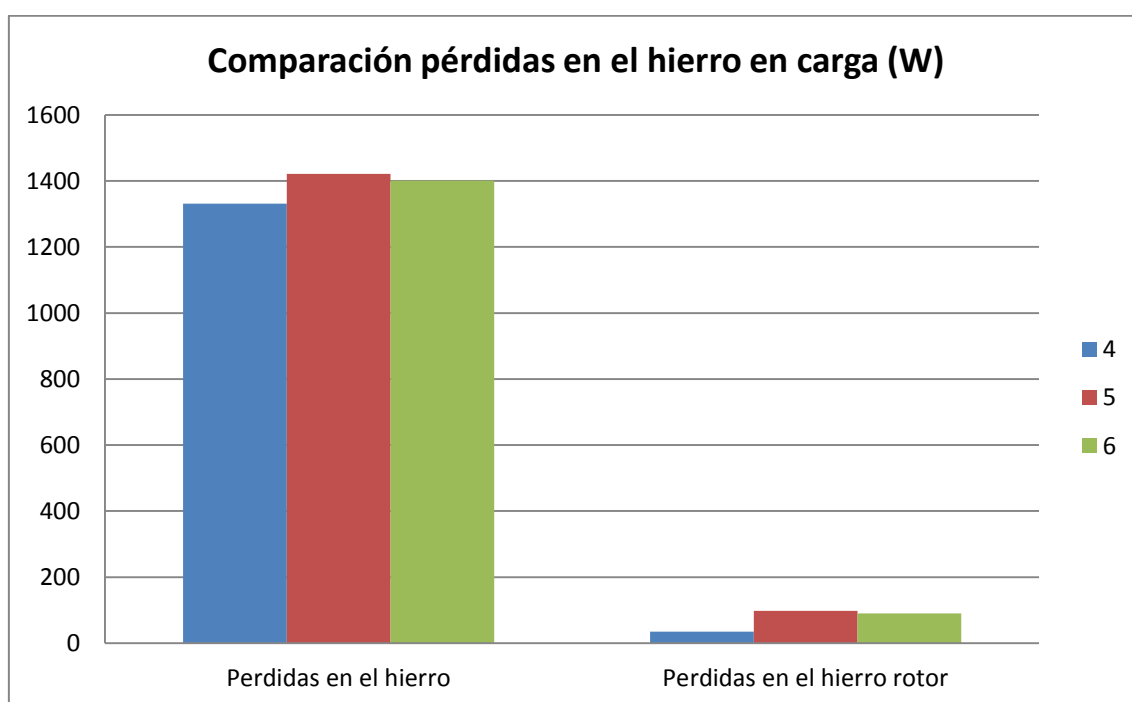


Fig.86: Comparación de las pérdidas totales en el hierro de la máquina con las del rotor.

Si comparamos la suma de las pérdidas en el rotor en los imanes, se puede ver que aunque las pérdidas en el hierro han aumentado con los nuevos diseños, la suma de las pérdidas en todo el conjunto del rotor siguen siendo más bajas (Fig.87).

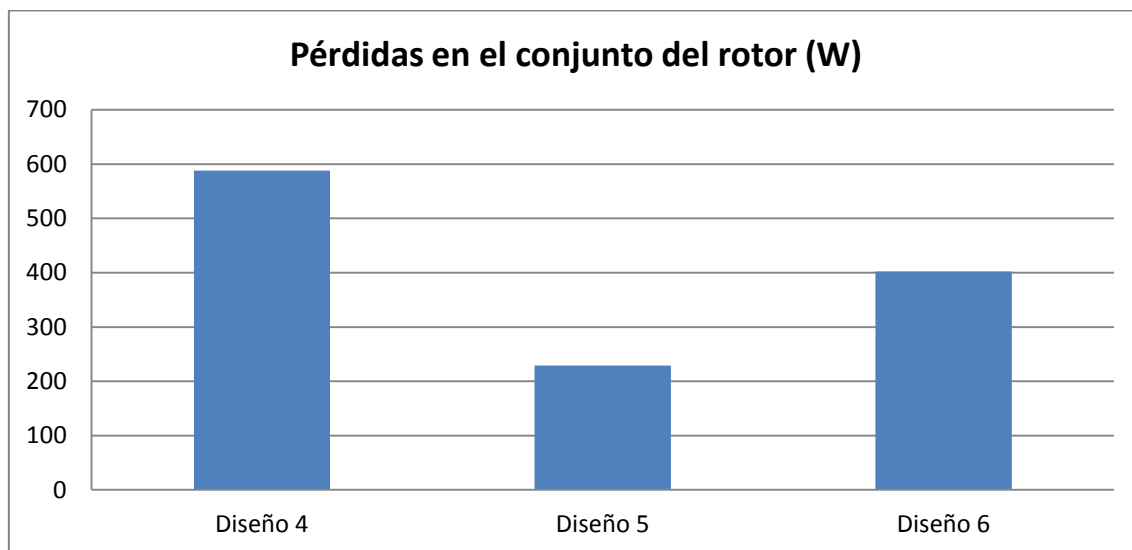


Fig.87: Pérdidas en el conjunto del rotor (imanes+hierro) para los distintos diseños.

Aunque las pérdidas en los imanes son las más importantes porque pueden llevarnos a una desmagnetización parcial de los imanes, hay que tener en cuenta las pérdidas que se alcanzarán en el hierro también, ya que el calor que se produzca en estas zonas va a ser el más complicado de extraer.

Por último se muestra el par generado en cada diseño (Fig.88), para poder comprobar que con el aumento de volumen de los imanes se ha alcanzado el mismo par que en el diseño cuatro.

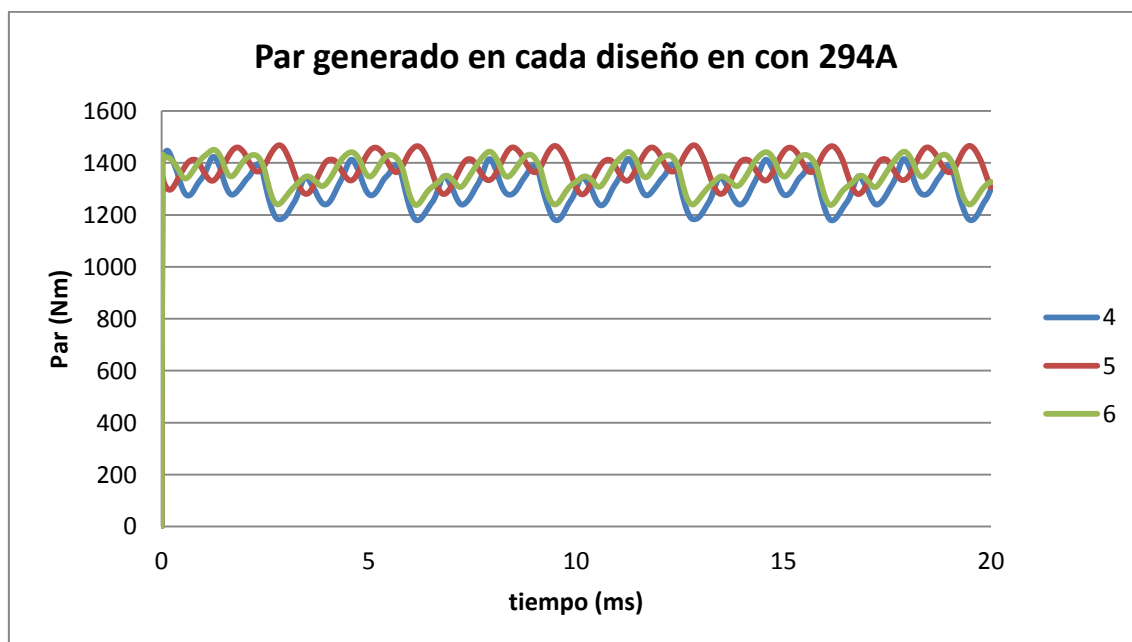


Fig.88: Par generado en condiciones nominales en cada diseño



### 5.3. FRAGMENTACIÓN DE LOS IMANES

En el anterior apartado se han reducido las pérdidas en los imanes cambiando su posición. Para ello se han introducido dentro del rotor, quedando en uno de los diseños el imán de cada polo fragmentado en dos y en forma de “V” y en el segundo de los diseños el imán en forma de “I” rotado 90°.

En este apartado se va a tratar de continuar reduciendo las pérdidas haciendo lo mismo que se ha hecho en el diseño cinco (imanes en “V”): fragmentar los imanes.

Como se ha podido ver en distinta bibliografía, la fragmentación de los imanes es una técnica de reducción de pérdidas sencilla de llevar a cabo y que resulta efectiva. Al seccionar el imán en varias partes se consigue cortar el paso a las corrientes de Foucault con la consiguiente reducción de pérdidas.

La segmentación se puede llevar a cabo de dos maneras distintas: radialmente y axialmente. En este proyecto solo se va a tratar la segmentación radial ya que no se disponía de ordenadores lo suficiente potentes para llevar a cabo este tipo de simulaciones ni del software adecuado (versiones de 64bits). Aún y todo se llegaron a hacer simulaciones con máquinas más pequeñas para que la memoria RAM del ordenador fuese suficiente y los resultados obtenidos en cuanto a reducción de pérdidas fueron satisfactorios.

Para la comparación de los resultados obtenidos se han elegido cuatro diseños distintos: el diseño cinco (imanes en “V”) que ya estaban los imanes segmentados en dos partes, el diseño cuatro (imanes superficiales) el cual se ha segmentado en 2 y en 4 partes, el diseño seis (imanes en “I”) que también se ha segmentado en 2 y en 4 partes y un diseño nuevo, que a partir de ahora se llamará siete y que tiene cuatro imanes superficiales cuadrados. A continuación se muestra una imagen de cada uno.

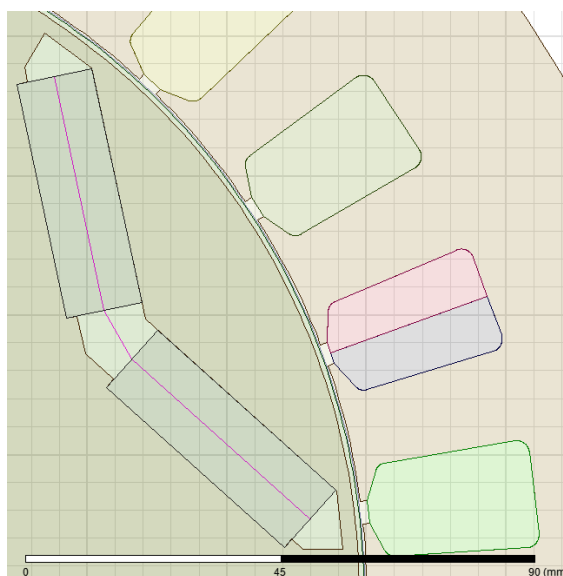


Fig.89: Diseño 5, imanes interiores en V de dos segmentos

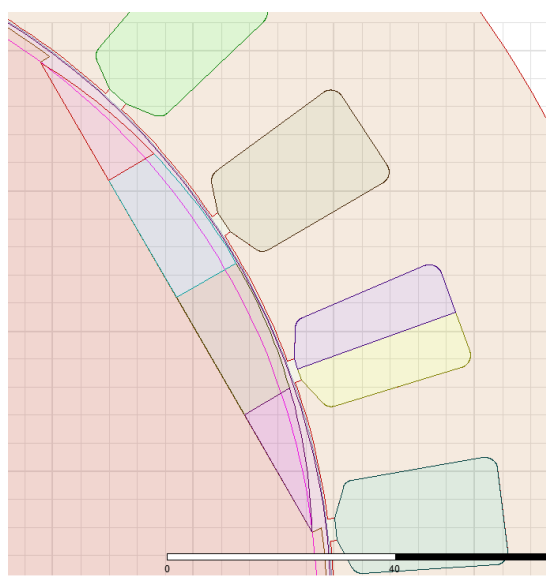


Fig.90: Diseño 4, imanes superficiales de cuatro segmentos

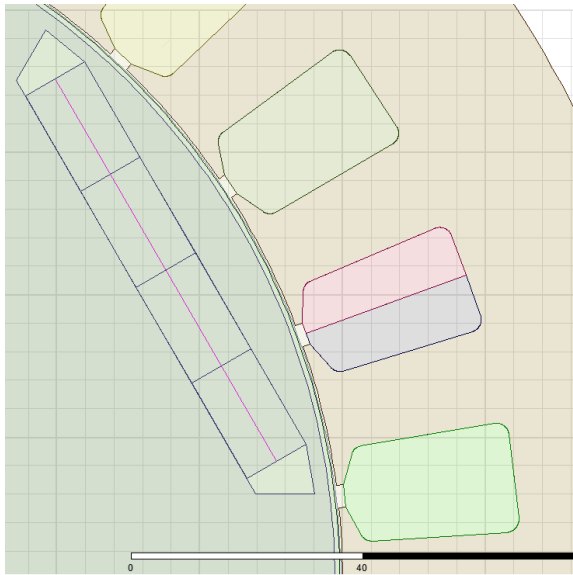


Fig.91: Diseño 6, imanes interiores en I de cuatro segmentos

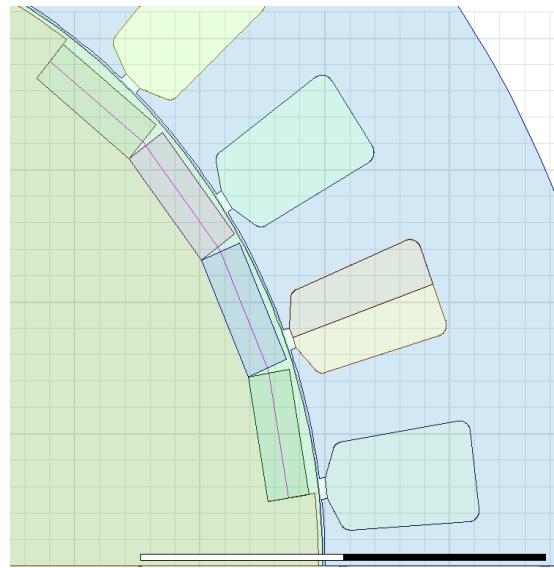


Fig.92: Diseño 7, imanes superficiales rectangulares

Los imanes se van a segmentar pero van a estar tocándose, es decir, no se van a separar una distancia uno del otro. Aunque es de suponer que como en Maxwell para el cálculo de pérdidas fijamos que la corriente se cierra dentro de cada región de imán no hace falta separar los imanes para interrumpir el paso de las corrientes de Foucault, se ha hecho una prueba.

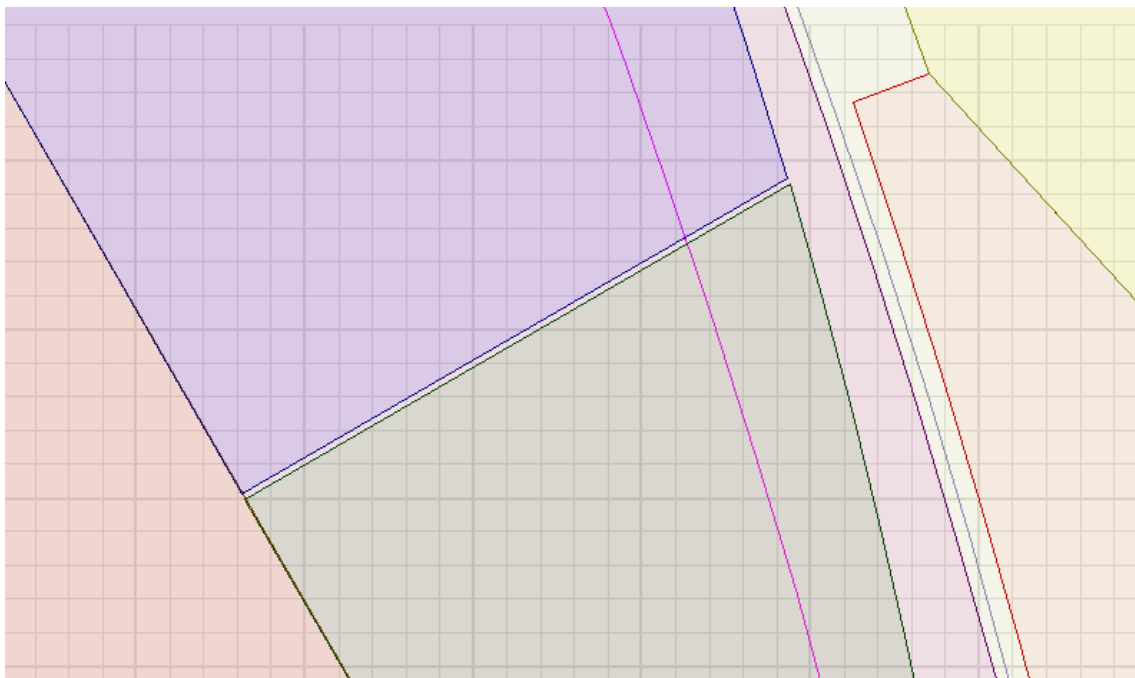


Fig.93: Diseño 4 con los imanes separados 0,5mm

Como se puede observar en la figura 93, se han separado los imanes 0,5mm unos de los otros. Estos son los resultados obtenidos de pérdidas comparados con una simulación con los imanes sin separar.

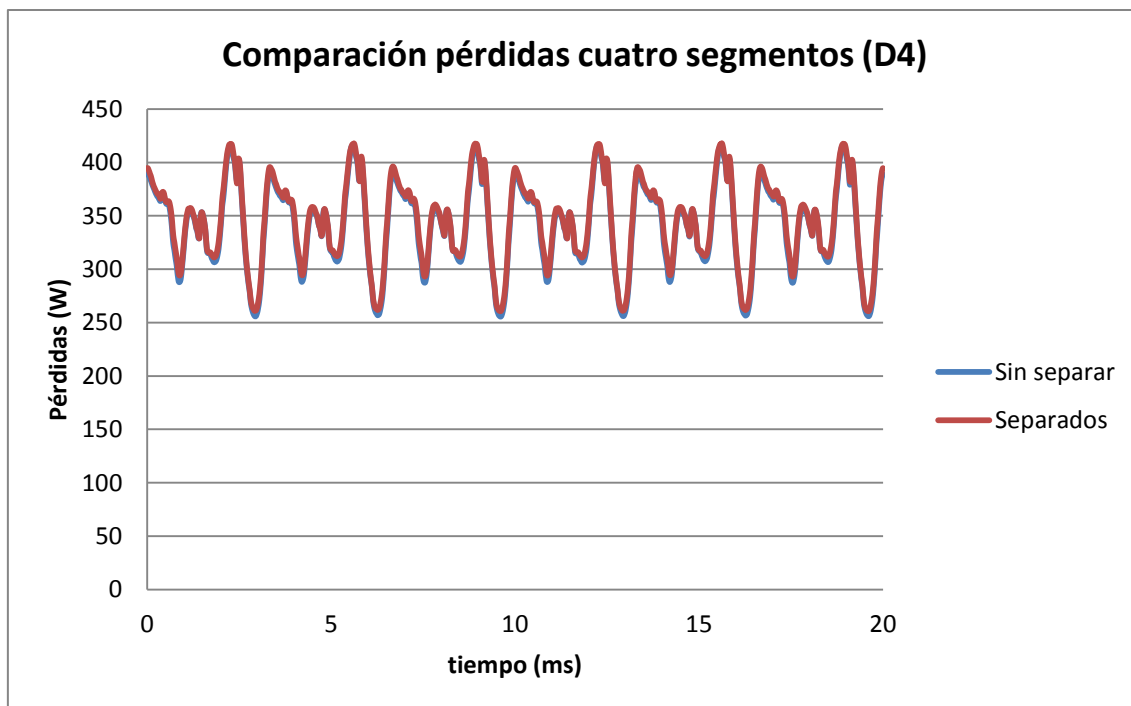


Fig.94: Comparación de las pérdidas en imanes superficiales de cuatro segmentos sin y separando los imanes 0,5mm

Una vez comprobado que no es necesario separar los imanes cuando se fragmentan se ha procedido a calcular las pérdidas en los imanes de cada diseño.

En las siguientes figuras se puede ver la tendencia que tienen las pérdidas al segmentar los imanes en los diseños de imanes superficiales e imanes interiores.

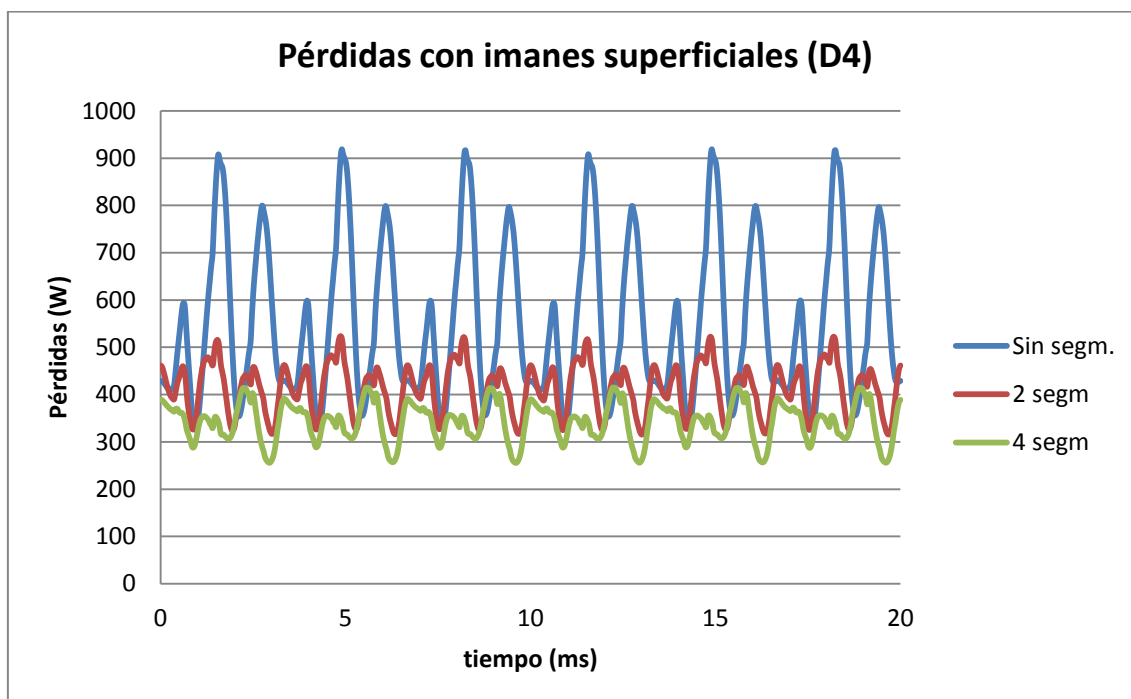


Fig.95: Pérdidas en los imanes en el diseño de imanes superficiales (4)

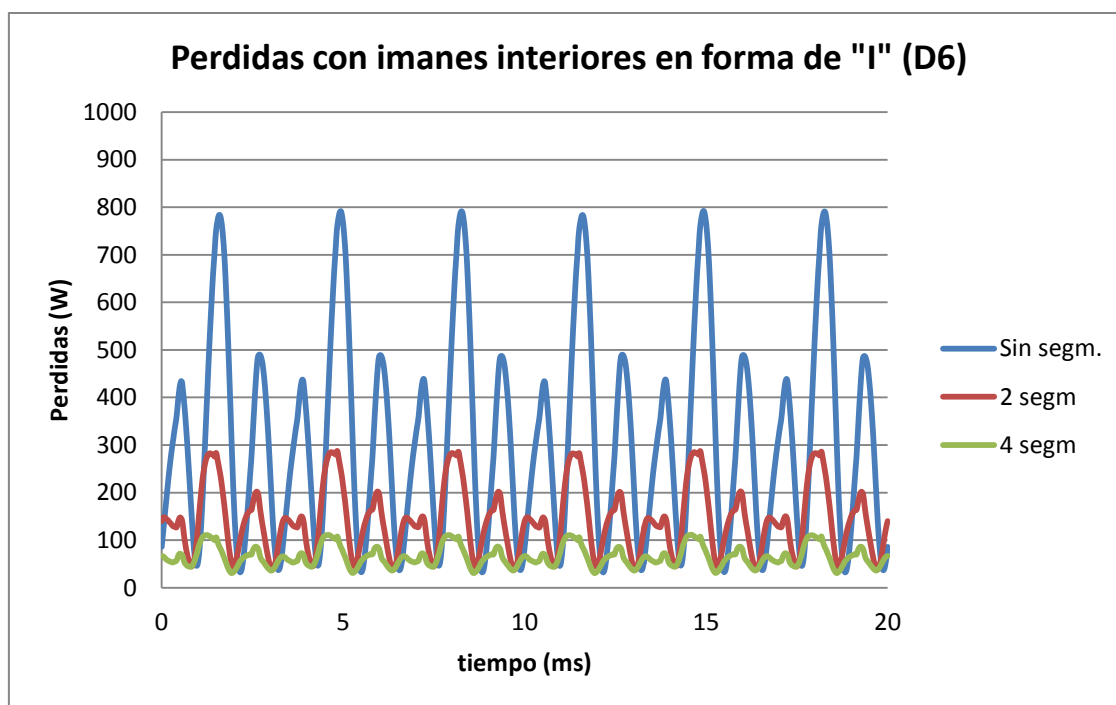


Fig.96: Pérdidas en los imanes interiores en forma de "I" (6)

Como se puede observar en las dos figuras anteriores, las pérdidas disminuyen con el aumento de los fragmentos. Al hacer dos fragmentos es cuando más se reducen, con cuatro se reducen pero no tanto. Esto es lo que se ha podido ver en distinta bibliografía, que al principio las pérdidas se reducen considerablemente, pero llega un momento que por muchos fragmentos que realicemos las pérdidas se reducen muy poco. Se puede ver también que los que se reducen son los picos máximos y los picos mínimos se mantienen prácticamente iguales al hacer más fragmentos.

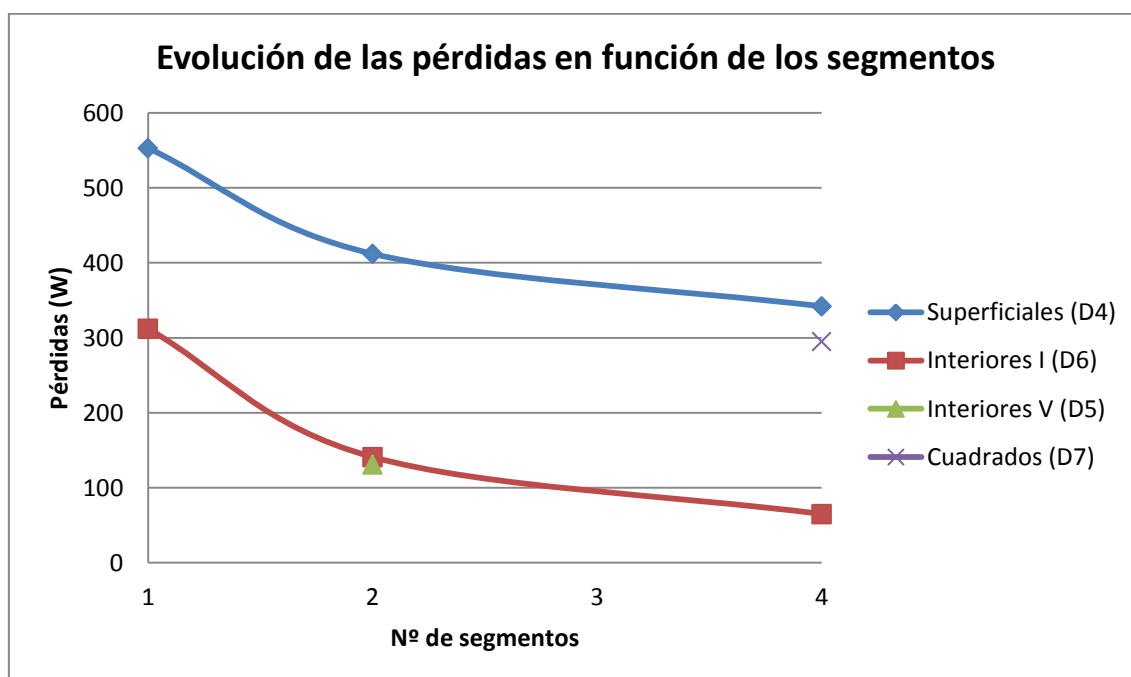


Fig.97: Evolución de las pérdidas en función de los segmentos para los distintos diseños

En la evolución de las pérdidas en función de los segmentos se puede ver más claro lo mencionado anteriormente. En esta aparecen también los valores de pérdidas del diseño de imanes interiores en “V” y el de imanes superficiales rectangulares.

Por un lado con los imanes interiores en “V” se puede llegar a la conclusión de que aunque si no se usa la técnica de debilitamiento de campo se pueden obtener unos resultados de pérdidas en los imanes bastante más pequeños que en el resto de los casos, en caso de utilizar esta técnica como es el caso de este proyecto, no merece la pena realizar este tipo de diseños ya que se consiguen unos valores similares de pérdidas que con imanes interiores en forma de “I” a costa de un diseño más complicado y de tener que usar más volumen de imán.

Por otro lado esta el diseño de imanes superficiales rectangulares. El objeto de este diseño es que de cara a la fabricación de los imanes y montaje en la máquina es mucho más fácil trabajar con segmentos de imanes rectangulares que con segmentos de imanes curvos. Se puede ver que las pérdidas se han reducido ligeramente. En este diseño si que se ha mantenido el volumen de imán por polo que tenían los imanes superficiales originales, pero como se puede ver el par se ha reducido ligeramente (1173Nm frente a los 1280Nm requeridos). Esto es debido a que la forma de onda de la densidad de flujo magnético que se logra con los imanes superficiales cuadrados no es tan senoidal como la que se consigue con los imanes superficiales curvos, ni tiene tal amplitud. Además entre cada imán queda un pequeño hueco de aire que hace que la onda tenga aún más “valles”.

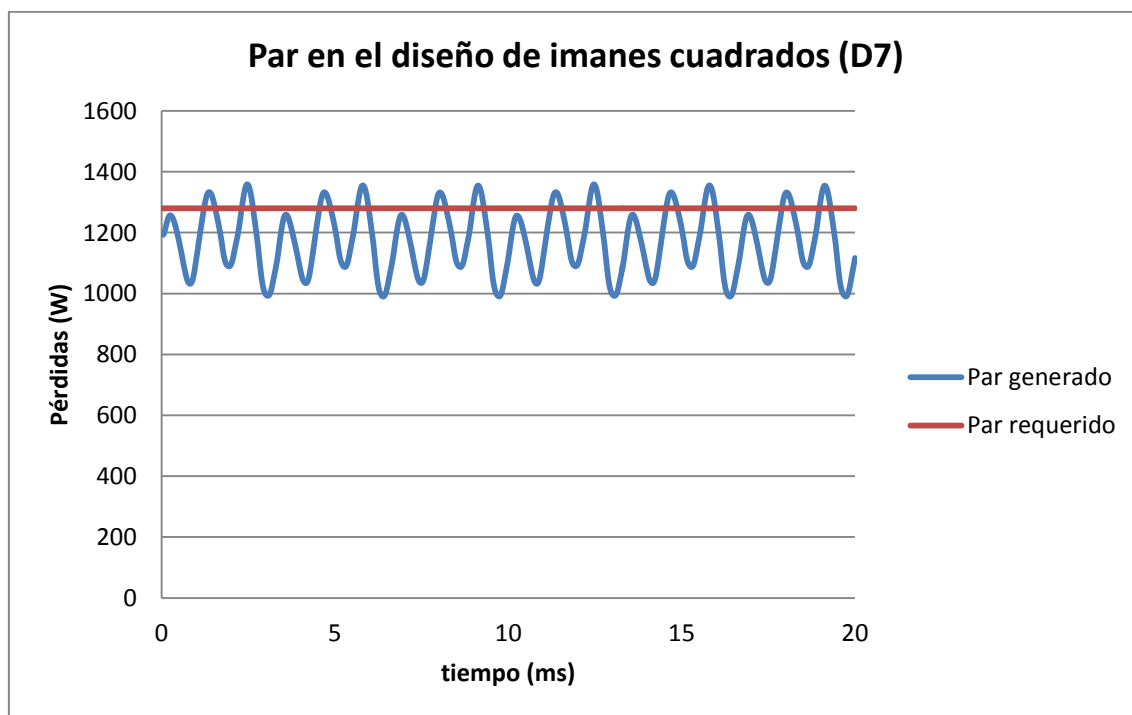


Fig.98: Par obtenido con los imanes rectangulares superficiales

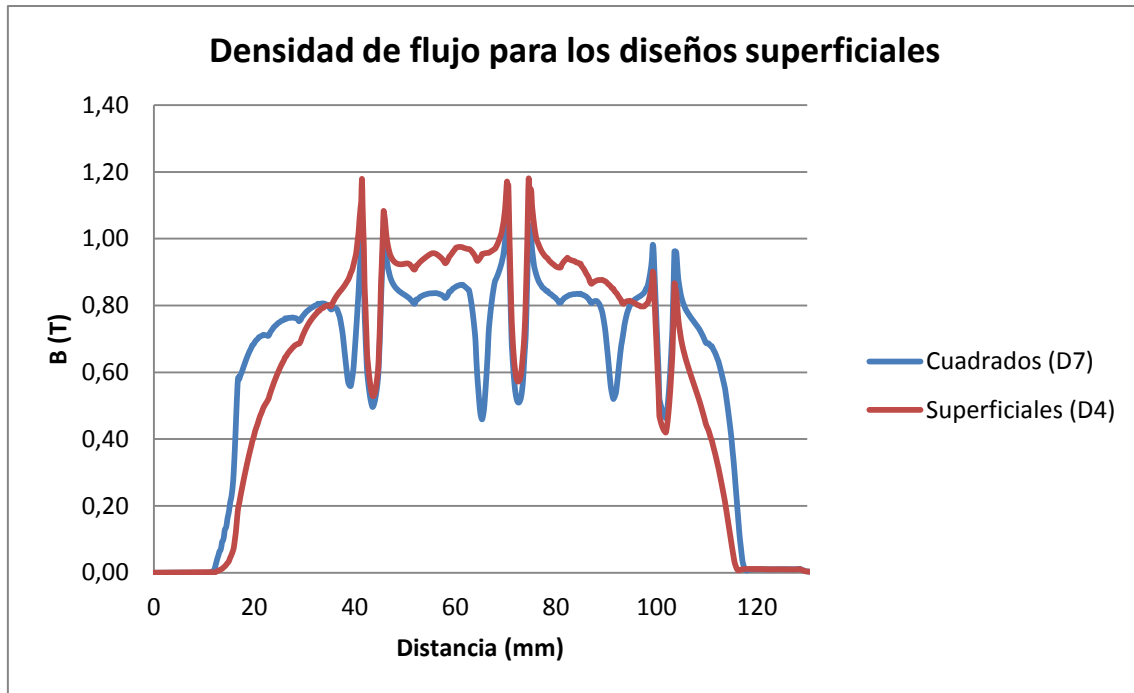


Fig.99: Densidad de flujo magnético en el entrehierro para imanes curvos e imanes rectangulares, con cuatro segmentos

Hay que pensar que si queremos alcanzar el par requerido habrá que elevar la corriente de fase o el volumen de los imanes. Cualquiera de estas decisiones hará que la ligera diferencia de pérdidas con los imanes curvos desaparezca.

Vistos los resultados de este capítulo se puede decir que la técnica de fragmentación de los imanes es una buena manera de poder reducir las pérdidas en los imanes además de no ser complicada de llevar a la práctica.

## **5.4. CONCLUSIONES**

Se va a proceder a mencionar las conclusiones extraídas de los resultados de las simulaciones que se han realizado a lo largo de este capítulo.

- Tal y como se ha visto en distinta bibliografía [5,13], la reducción del ancho de abertura de las ranuras resulta ser una técnica muy efectiva para la reducción de pérdidas en vacío. En el caso del diseño original de las ranuras de este proyecto, la abertura de las ranuras era muy excesiva y por eso ya en vacío teníamos unas pérdidas muy grandes. Estrechar y/o alejar las ranuras del entrehierro no resultan unas técnicas tan efectivas además de poder crear otros problemas como la saturación del hierro en el caso de alejarlas. En el diseño cuatro, que se ha reducido el ancho de abertura de la ranura de 13,03mm a 4mm (un 70% menos de ancho), las pérdidas en vacío se han reducido un 95% y en carga un 40%. Esta diferencia de reducción de pérdidas entre las simulaciones en vacío y en carga es debida a que estas últimas se han realizado bajo condiciones de debilitamiento de campo y distorsionan los valores obtenidos con las modificaciones.
- Introducir los imanes en el rotor es una manera de alejarlos y protegerlos más de las variaciones de flujo creadas por los armónicos. Al estar más alejados, el flujo en el interior de los mismos varía menos y por tanto se inducen menos corrientes de Foucault. Cuanto más al interior estén mejores resultados en cuanto a pérdidas pueden obtenerse y si además se opta por diseños interiores en “V” (dos fragmentos de imán por polo), se obtendrán las pérdidas más reducidas.

Pero hay que tener en cuenta un par de cosas. Si se elige un diseño con imanes interiores en “V”, las pérdidas serán las más bajas si no se usa la técnica de debilitamiento de campo, pero en caso de utilizarse, estas pérdidas aumentarán, ya que la orientación que tienen los imanes en “V” favorece la inducción de corrientes de Foucault en los mismos. Por otro lado, al introducir los imanes dentro del hierro, se toman diseños de imanes rectangulares y no curvos como los que se han utilizado en los diseños superficiales. Esto hace que la distribución de la densidad de flujo en el entrehierro pierda su forma senoidal y ahora sea más cuadrada. La amplitud del armónico fundamental se reduce y por tanto hay que diseñar unos imanes mayores con la consecuencia de un mayor coste.

- Se ha corroborado que fragmentando los imanes se pueden reducir las pérdidas en los mismos considerablemente. Con estas acciones se les corta el paso a las corrientes de Foucault que circulan por el interior de los mismos, consiguiendo así reducir las pérdidas. Se han comparado los resultados

obtenidos con imanes de uno, dos y cuatro segmentos para los diseños de imanes superficiales e interiores en forma de “I”. De los resultados obtenidos si comparamos los imanes de un solo fragmento y los fraccionados en cuatro, en el caso de los superficiales las pérdidas se han conseguido reducir un 38% y en el caso de interiores la reducción ha alcanzado un 80%. Por tanto siendo tan fácil como colocar varios imanes pequeños en vez de uno grande, se puede considerar una técnica muy fácil y efectiva de reducir las pérdidas en los imanes.

También se puede considerar que para el caso de esta máquina (debilitando) resulta más efectivo colocar los imanes en forma de “I” segmentados cerca del entrehierro que en forma de “V” más adentro, ya que se obtienen resultados similares en cuanto a pérdidas en los imanes pero sin la necesidad de tener que aumentar tanto el volumen de los mismos.

Hay que tener en cuenta que fraccionar los imanes superficiales curvos puede ser más complicado por su diseño. En ese caso se puede optar por imanes rectangulares o cuadrados, pero hay que recurrir a volúmenes de imán mayores para conseguir el mismo par ya que la amplitud del armónico fundamental de la densidad de flujo es más bajo que la del creado por un imán curvo.

Vistos los resultados y conclusiones que se han extraído en este capítulo, se cree que el diseño más eficaz y compensado es el de imanes interiores en “I”, con la abertura de ranura estrechada y 4 fragmentos de imán por polo (número seis).

RESUMEN PÉRDIDAS DE CADA DISEÑO (W)				
Fragmentos	Superficiales	Interiores I	Interiores V	Cuadrados
1	553	312		
2	412	141	131	
4	342	65		295

Fig.100: Tabla resumen pérdidas en los imanes de cada diseño y con distinto número de fragmentos



# **CAPÍTULO 6:**

# **CÁLCULOS TÉRMICOS**

## 6. CÁLCULOS TÉRMICOS

### 6.1. INTRODUCCIÓN

En este capítulo se va a proceder a hacer un análisis térmico de la máquina. Para ello se han escogido varios diseños de apartados anteriores para poder comparar las temperaturas alcanzadas en cada uno de ellos: el diseño original (D1), el diseño original con la abertura de ranura más estrecha (D4) con un fragmento de imán y con cuatro fragmentos, el diseño con imanes interiores en forma de "I" (D6) con un fragmento y con cuatro fragmentos y el diseño de imanes interiores en forma de "V" de dos fragmentos. Este tipo de análisis se va a llevar a cabo mediante el programa de análisis térmico y electromagnético Cedrat Flux en dos dimensiones.

Para la realización de estas simulaciones son necesarios los valores de pérdidas que hay en cada región, los cuales ya los hemos obtenido en anteriores apartados, y ciertas características de los materiales, mayormente térmicas, que las necesita el programa para poder hacer el cálculo de las temperaturas que alcanzará cada parte del material, y que se calcularán en los próximos apartados.

Este análisis es muy importante ya que vamos a poder conocer las temperaturas alcanzadas en cada zona de la máquina: rotor, estator, imanes y ranuras. En principio las zonas a las que va a haber que prestar más atención van a ser por un lado las ranuras, ya que el aislamiento del cobre aguanta hasta 180°C (clase H) y además la resistividad del cobre aumenta con la temperatura, y por otro lado, la temperatura alcanzada en los imanes.

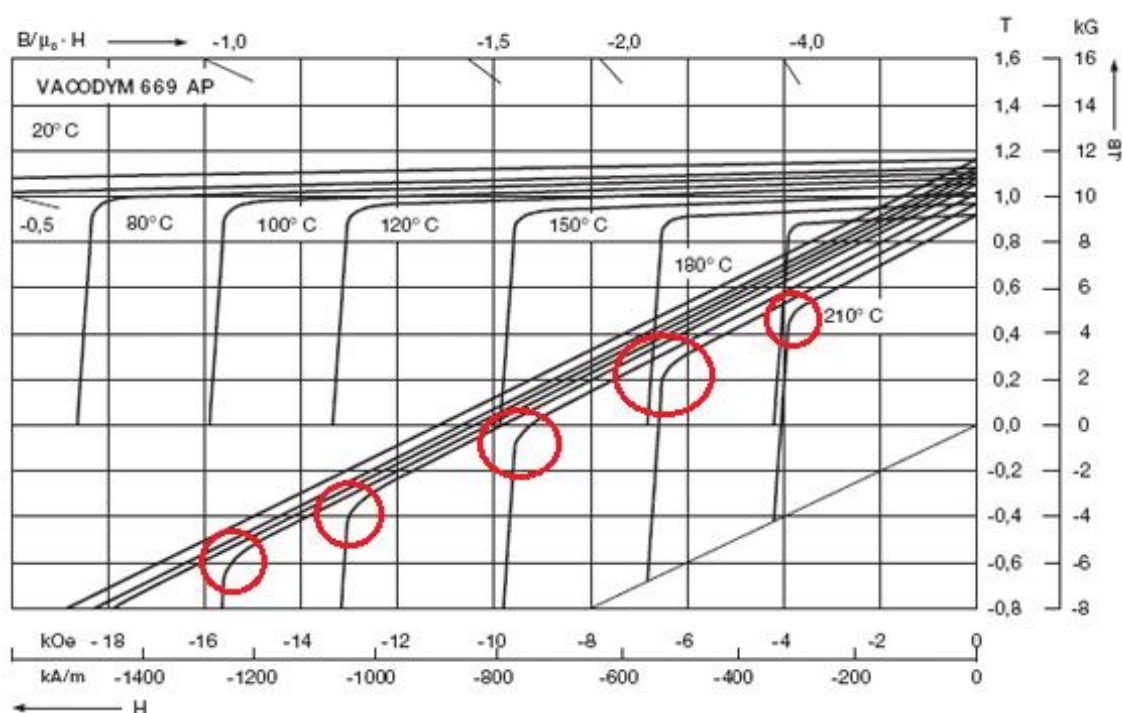


Fig.101: Característica del imán utilizado, con los codos de desmagnetización para distintas temperaturas señalados

Esta última va a ser en la que más nos vamos a centrar, ya que con el aumento de temperatura del imán su producto de energía se ve disminuido y además el codo de desmagnetización se sitúa en densidades de flujo más altas que podría llevar a que los imanes sufrieran una desmagnetización parcial irreversible. Esta situación puede verse favorecida en caso de operación con debilitamiento de campo, sobrecarga y/o un cortocircuito.

## 6.2. TRANSFERENCIA DE CALOR

El calor es una forma de energía que se transfiere de un sistema a otro debido a la diferencia de temperatura. La ciencia que estudia la transferencia de calor se llama termodinámica. Puede ser transferido de tres maneras distintas: Conducción, convección y radiación.

La forma de energía transferida en virtud a su diferencia de temperatura se denomina calor y se representa como  $Q(J)$ . Si dividimos el calor por el tiempo obtenemos la cantidad de calor transferido por unidad de tiempo (flujo de calor), que se representa como  $\dot{Q}$

$$Q = \int \dot{Q} \cdot dt \quad (J/s)$$

Y si lo dividimos por el área obtenemos la transferencia de calor

$$\dot{q} = \dot{Q}/A \quad (W/m^2)$$

### 6.2.1 Conducción

Es la transferencia de energía de las moléculas de mayor temperatura a las de menor temperatura. Tiene que ocurrir sobre un material, que puede ser sólido, líquido o gaseoso. Se puede observar en la siguiente figura:

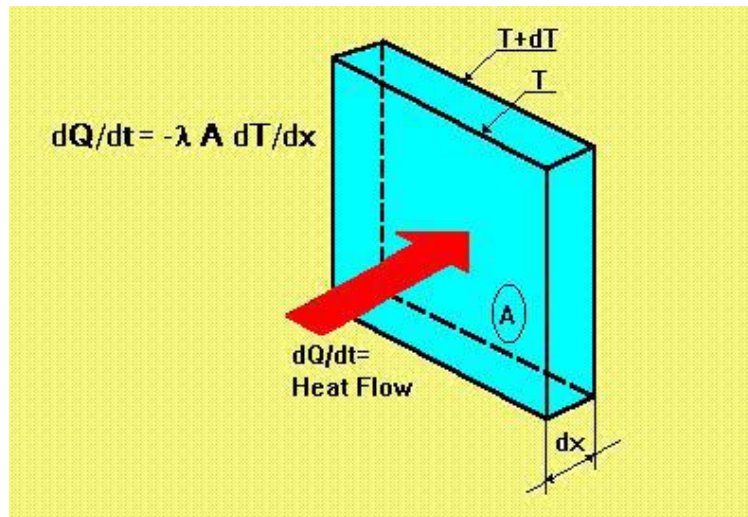


Fig.102: Transferencia de calor por conducción

$$\dot{Q}_{cond} = -\lambda A \frac{dT}{dx}$$

La fórmula que se muestra es la ley de conducción de calor de Fourier. Se puede ver como el flujo de calor que atraviesa una sección de material es proporcional a la variación de temperatura y el área e inversamente proporcional al ancho de la pared.

La letra  $\lambda$  ( $W/m^{\circ}C$ ) es la conductividad térmica. Representa la capacidad del material para conducir el calor.

Normalmente el valor que no se suele conocer de esta ecuación es la distribución de la temperatura, sobre todo cuando se trata de geometrías complejas. Por ello una herramienta muy útil suelen ser los programas de simulación por elementos finitos.

### **6.2.2 Convección**

Es el mecanismo de transferencia de calor entre una superficie sólida en contacto con un fluido que se encuentra en movimiento y que combina los efectos de conducción y del movimiento del fluido. Cuanto más rápida es la velocidad del fluido, mayor es la transferencia de calor.

Se considera que la convección es forzada cuando el fluido se hace mover por medios externos tales como ventiladores, bombas etc. En cambio se considera que la convección es natural cuando el movimiento se produce por las diferencias de densidad debidas a la diferencia de temperatura.

En las máquinas eléctricas la convección ocurre en la superficie exterior del motor, en el entrehierro y en los conductos de refrigeración.

En la siguiente fórmula se muestra la ley de enfriamiento de Newton, que es proporcional a la diferencia de temperatura,

$$\dot{Q}_{conv} = h_c \cdot A_s \cdot (T_s - T_f)$$

donde  $\dot{Q}$  es la transferencia de calor,  $h_c$  es el coeficiente de transferencia de calor por convección ( $W/m^2^{\circ}C$ ),  $A_s$  es el área de la superficie ( $m^2$ ) y  $T_s$  y  $T_f$  son las temperaturas del sólido y del fluido.

El valor del coeficiente de transferencia de calor por convección es difícil de determinar. El estado del fluido (laminar o turbulento) tiene gran influencia sobre el mismo.

En los estudios de la convección, es una práctica muy común el quitar las unidades y combinar las variables, agrupándolas en números adimensionales para reducir el número de variables.

Los tres números adimensionales más importantes para el cálculo de transferencia de calor entre superficies sólidas y el refrigerante son el número Nusselt ( $Nu$ ), el de Reynolds ( $Re$ ), y el número de Prandtl ( $Pr$ ). El coeficiente de transferencia de calor  $h_c$  se puede expresar con el número adimensional de Nusselt como:

$$Nu = \frac{h_c \cdot L}{\lambda}$$

donde  $L$  es la longitud característica y  $\lambda$  es la conductividad térmica del refrigerante. El número de Nusselt compara la transferencia de calor por convección con la transferencia de calor por conducción.

La relación entre la inercia y las fuerzas viscosas se describen con el número de Reynolds, que se muestra en la siguiente ecuación,

$$Re = \frac{v \cdot L}{\nu}$$

donde  $v$  es la velocidad del refrigerante en la superficie,  $L$  es la longitud característica de la superficie o el diámetro hidráulico, y  $\nu$  es la viscosidad cinemática del refrigerante. El valor para el cual el flujo del refrigerante se convierte en turbulento se llama número de Reynolds crítico ( $Re_{crit}$ ), que para el caso de un tubo es 2300. Para el caso de tubos, la longitud característica se describe como

$$L = \frac{4A}{l_p}$$

donde  $A$  es el área del tubo y  $l_p$  es el perímetro mojado del tubo.

El tercer número adimensional es el de Prandtl, que describe la relación entre el momento y la difusividad térmica. Este se define por la ecuación

$$Pr = \frac{c_p \mu}{\lambda}$$

donde  $c_p$  es la capacidad calorífica específica,  $\mu$  es la viscosidad dinámica y  $\lambda$  es la conductividad térmica del refrigerante. Cuando el valor de  $Pr$  es pequeños ( $<1$ ), la transferencia de calor por la difusividad térmica es alta en comparación con la transferencia de calor por la velocidad del fluido.

En las máquinas eléctricas rotativas, el rotor que esta girando hace que el aire del entrehierro tenga un movimiento tangencial. Este tipo de flujo tangencial se denomina flujo de Taylor, y su efecto mejora la conductividad térmica del aire del entrehierro. El número de Taylor se puede expresar como

$$Ta = Re_g^2 \cdot \frac{l_g}{r}$$

donde  $r$  es el radio del rotor y  $l_g$  es la longitud del entrehierro. Una vez que tenemos el valor del número de Taylor, podemos hallar el número de Nusselt, guiados por los valores obtenidos en los experimentos que realizaron Becker y Kaye (1962) [23]

Por último nos quedará el cálculo del coeficiente de transferencia de calor por convección, en este caso del aire del entrehierro, que se define como

$$h_c = \frac{Nu \cdot \lambda_{aire}}{l_g}$$

donde  $Nu$  es el número de Nusselt,  $\lambda_{aire}$  es la conductividad térmica del aire, y  $l_g$  es la longitud del entrehierro.

### **6.2.3 Radiación**

Es la energía emitida por la materia en forma de ondas electromagnéticas (o fotones). No hace falta que haya materia para ello. De hecho, la transferencia de energía por radiación es la más rápida (circula a la velocidad de la luz) y no sufre atenuación en el vacío. La radiación térmica es la radiación emitida por los cuerpos debido a su temperatura y cada cuerpo con una temperatura por encima de los 0 Kelvin emite radiación.

En las máquinas eléctricas, este tipo de transferencia de calor es mucho menor que la transferencia por conducción y convección. Por tanto la transferencia de calor por radiación va a ser despreciada en cálculos posteriores.

## 6.3. CÁLCULOS

### 6.3.1. Cálculo de las pérdidas

En las siguiente tablas se muestran las pérdidas de cada uno de los diseños que se van a estudiar en este capítulo. Todas han sido extraídas de las simulaciones que se han ido realizando con MAXWELL. Menos las del diseño con imanes interiores en “V”, el resto se han calculado para distintas velocidades, ya que la máquina va a operar hasta 2600rpm.

	D1 -- ORIGINAL ANCHA, SUPERF -- 1SEGM				D4 -- ORIGINAL ESTRECHA, SUPERF -- 1SEGM			
	750 nom	750 max	1000	2600	750 nom	750 max	1000	2600
Par (Nm)	1221	2860	1202	446	1337	2914	1300	465
Protor (W)	69	77	100	459	16	22	35	450
Pestator (W)	945	1115	1139	2795	1143	1320	1278	3217
Piman (W)	1234	1760	921	4509	521	1016	600	4608

	D4 -- ORIGINAL ESTRECHA, SUPERF -- 4SEGM				D6 -- ORIGINAL ESTRECHA, IPM "I" -- 1SEGM			
	750 nom	750 max	1000	2600	750 nom	750 max	1000	2600
Par (Nm)	1320	2952	1304	488	1310	2889	1352	508
Protor (W)	16	22	35	500	46	83	90	920
Pestator (W)	1125	1323	1292	3188	1104	1428	1311	4472
Piman (W)	180	791	343	3227	401	750	312	1651

	D6 -- ORIGINAL ESTRECHA, IPM "I" -- 4SEGM				D5 -- ORIGINAL ESTRECHA, IPM "V" -- 2SEGM			
	750 nom	750 max	1000	2600	750 nom	750 max	1000	2600
Par (Nm)	1313	2896	1358	510			1388	
Protor (W)	46	83	90	920			98	
Pestator (W)	1103	1419	1311	4541			1325	
Piman (W)	59	162	65	730			131	

Fig.102: Tabla resumen de los resultados de pérdidas de cada diseño

Todos estos datos van a ser necesarios para poder hacer las simulaciones térmicas con FLUX, ya que hay que asignar a cada región del diseño una fuente de pérdidas. En esas tablas faltan las pérdidas por efecto Joule en los devanados de la máquina, que se van a calcular a continuación.

El cálculo de las pérdidas en los devanados se va a realizar tomando un par de consideraciones. Por un lado, se va a suponer que los devanados van a ocupar el 50% del área de las ranuras, y por otro lado, vistos los resultados de algunas simulaciones térmicas que se han realizado previamente, se va a suponer que los devanados se encuentran a 65°C. Por tanto, solo habrá que hacer un cálculo, ya que todas las ranuras son iguales excepto las del diseño original, pero tienen el mismo área que las demás.

- Área ranura entera: 516,9725mm<sup>2</sup>
- Área media ranura: 258,4862mm<sup>2</sup>



Si suponemos que los devanados ocuparán el 50% de la ranura, estas serán las secciones ocupadas:

- Sección aproximada ocupada por el cobre en ranura entera:  $258\text{mm}^2$
- Sección aproximada ocupada por el cobre en media ranura:  $129\text{mm}^2$

Lo primero se va a calcular las pérdidas por efecto Joule en cada fase. Para ello hay que tener en cuenta todas las distancias recorridas por el cobre. Por un lado esta la distancia ocupada en las ranuras, que va a ser para todas igual, la longitud del taco, 400mm. Por otro lado esta la distancia recorrida desde una ranura a otra.

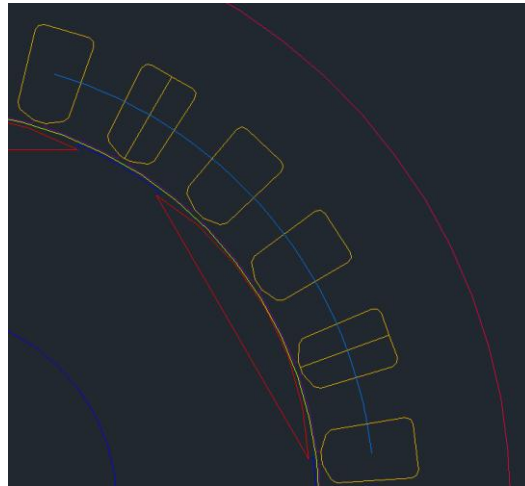


Fig.103: Ejemplo del arco creado para medir la distancia entre ranuras enteras

Para el cálculo de la distancia recorrida por el cobre de ranura a ranura, se ha hecho un cálculo aproximado de las distancias recorridas, creando un arco que pasa por el centro de las ranuras. Las distancias medidas han sido:

- Entre ranuras enteras: 170mm
- Entre medias ranuras: 100mm

Con todos estos datos se va a proceder a calcular la resistencia de una fase al completo.

- Resistencia en bobinas de ranuras enteras:

$$\text{Distancia} \rightarrow (400\text{mm} + 170\text{mm} + 400\text{mm} + 170\text{mm}) \cdot 8\text{espiras} = 9120\text{mm} \\ = 9,12\text{m}$$

$$\text{Sección} \rightarrow \frac{258\text{ mm}^2}{8\text{ espiras}} = 32,25\text{mm}^2 = 3,225 \cdot 10^{-5}\text{m}^2$$

Conocidos los valores de resistividad del cobre y del coeficiente de temperatura,

$$\rho_{20^{\circ}\text{C}} = 1,724 \cdot 10^{-8} \Omega\text{m}$$

$$\alpha = 4,29 \cdot 10^{-3} \text{ } 1/^{\circ}\text{C}$$

se calcula la resistencia de cada fase:

$$R_{rent \text{ } 20^{\circ}\text{C}} = \rho \cdot \frac{L}{S} = 3 \cdot \left( 1,724 \cdot 10^{-8} \cdot \frac{9,12}{3,225 \cdot 10^{-5}} \right) = 0,01463 \Omega$$

Y para una temperatura de 65°C:

$$R_{rent \text{ } 65^{\circ}\text{C}} = R_{20^{\circ}\text{C}} \cdot [1 + \alpha \cdot (t - 20)] = 0,01463 \cdot [1 + 4,29 \cdot 10^{-3} \cdot 45] = 0,01745 \Omega$$

- Resistencia en bobinas de medias ranuras

$$\begin{aligned} \textbf{Distancia} &\rightarrow (400\text{mm} + 100\text{mm} + 400\text{mm} + 100\text{mm}) \cdot 4\text{espiras} = 4000\text{mm} \\ &= 4\text{m} \end{aligned}$$

$$\textbf{Sección} \rightarrow \frac{129 \text{ mm}^2}{4 \text{ espiras}} = 32,25\text{mm}^2 = 3,225 \cdot 10^{-5} \text{ m}^2$$

Conocidos los valores de resistividad del cobre y del coeficiente de temperatura,

$$\rho_{20^{\circ}\text{C}} = 1,724 \cdot 10^{-8} \Omega\text{m}$$

$$\alpha = 4,29 \cdot 10^{-3} \text{ } 1/^{\circ}\text{C}$$

se calcula la resistencia de cada fase:

$$R_{med \text{ } 20^{\circ}\text{C}} = \rho \cdot \frac{L}{S} = 3 \cdot \left( 1,724 \cdot 10^{-8} \cdot \frac{4}{3,225 \cdot 10^{-5}} \right) = 0,006415 \Omega$$

Y para una temperatura de 65°C:

$$\begin{aligned} R_{med \text{ } 65^{\circ}\text{C}} &= R_{20^{\circ}\text{C}} \cdot [1 + \alpha \cdot (t - 20)] = 0,006415 \cdot [1 + 4,29 \cdot 10^{-3} \cdot 45] \\ &= 0,007653 \Omega \end{aligned}$$

Por tanto la resistencia total de una fase será:

$$R_{fase} = R_{rent \text{ } 65^{\circ}\text{C}} + R_{med \text{ } 65^{\circ}\text{C}} = 0,02510 \Omega$$

- Pérdidas por cada ranura entera

Necesitamos saber las pérdidas que hay en cada ranura para asignarlas a cada región de la simulación en Flux.

$$\textbf{Distancia} \rightarrow 400\text{mm} \cdot 8 \text{ espiras} = 3200\text{mm} = 3,2\text{m}$$

$$\text{Sección} \rightarrow \frac{258 \text{ mm}^2}{8 \text{ espiras}} = 32,25 \text{ mm}^2 = 3,225 \cdot 10^{-5} \text{ m}^2$$

$$R_{20^\circ\text{C}} = 1,724 \cdot 10^{-8} \cdot \frac{3,2}{3,225 \cdot 10^{-5}} = 0,001711 \Omega$$

$$R_{65^\circ\text{C}} = 0,001711 \cdot [1 + 4,29 \cdot 10^{-3} \cdot 45] = 0,002041 \Omega$$

Ahora calcularemos las pérdidas para los distintos puntos de funcionamiento

$$P = R \cdot I^2$$

- 750nom  $\rightarrow I = 178 \text{ A} \rightarrow P = 65 \text{ W}$
- 750max  $\rightarrow I = 422 \text{ A} \rightarrow P = 364 \text{ W}$
- 1000nom  $\rightarrow I = 208 \text{ A} \rightarrow P = 88 \text{ W}$
- 2600rpm  $\rightarrow I = 281 \text{ A} \rightarrow P = 161 \text{ W}$

- Pérdidas por cada media ranura

$$\text{Distancia} \rightarrow 400 \text{ mm} \cdot 4 \text{ espiras} = 1600 \text{ mm} = 1,6 \text{ m}$$

$$\text{Sección} \rightarrow \frac{129 \text{ mm}^2}{4 \text{ espiras}} = 32,25 \text{ mm}^2 = 3,225 \cdot 10^{-5} \text{ m}^2$$

$$R_{20^\circ\text{C}} = 1,724 \cdot 10^{-8} \cdot \frac{1,6}{3,225 \cdot 10^{-5}} = 8,5532 \cdot 10^{-4} \Omega$$

$$R_{65^\circ\text{C}} = 8,5532 \cdot 10^{-4} \cdot [1 + 4,29 \cdot 10^{-3} \cdot 45] = 0,001020 \Omega$$

Ahora calcularemos las pérdidas para los distintos puntos de funcionamiento

$$P = R \cdot I^2$$

- 750nom  $\rightarrow I = 178 \text{ A} \rightarrow P = 32 \text{ W}$
- 750max  $\rightarrow I = 422 \text{ A} \rightarrow P = 182 \text{ W}$
- 1000nom  $\rightarrow I = 208 \text{ A} \rightarrow P = 44 \text{ W}$
- 2600rpm  $\rightarrow I = 281 \text{ A} \rightarrow P = 81 \text{ W}$

### 6.3.2. Propiedades de los materiales

Primero se van a definir las tres propiedades más importantes de los materiales que van a ser necesarias para hacer los cálculos y análisis térmicos.

- Conductividad térmica (W/m°C): la conductividad térmica es una propiedad física de los materiales que mide la capacidad de conducción de calor. En otras

palabras, la conductividad térmica es también la capacidad de una sustancia de transferir la energía cinética de sus moléculas a otras adyacentes o a sustancias con las que no está en contacto. En el sistema internacional de unidades, la conductividad térmica se mide en (W/mK), equivalente a (J/s°Cm)

La conductividad térmica es una magnitud intensiva. Su magnitud inversa es la resistividad térmica, que es la capacidad de los materiales de oponerse al calor. Para un material isótropo, la conductividad térmica es un escalar  $\lambda$  definido como

$$\lambda = \frac{\dot{q}}{|\nabla T|}$$

donde  $\dot{q}$  es el flujo de calor por unidad de tiempo y área y  $\nabla T$  es el gradiente de temperatura.

- Densidad (kg/m<sup>3</sup>): la densidad ( $\rho$ ), es una magnitud escalar referida a la cantidad de masa contenida en un determinado volumen de una sustancia. Su fórmula es

$$\rho = \frac{m}{v}$$

Donde  $m$  es la masa y  $v$  es el volumen de la sustancia.

- Calor específico: El calor específico es una magnitud física que se define como la cantidad de calor que hay que suministrar a la unidad de masa de una sustancia o sistema termodinámico para elevar su temperatura en una unidad (kelvin o grado Celsius). En el Sistema Internacional de Unidades, el calor específico se expresa en julios por kilogramo y por kelvin (J·kg<sup>-1</sup>·K<sup>-1</sup>)
- Capacidad calorífica volumétrica (J/m<sup>3</sup>K): la capacidad calorífica volumétrica describe la capacidad de cierto volumen de una sustancia para almacenar calor al experimentar un cierto cambio en su temperatura, sin cambiar de fase. Se diferencia del calor específico en que está determinado por el volumen del material, mientras que el calor específico está basado en la masa del material. Se puede obtener la capacidad calorífica volumétrica de una sustancia al multiplicar el calor específico por su densidad. Se mide en unidades del sistema internacional en (J/m<sup>3</sup>K)

Una vez definidas las propiedades más importantes que se van a utilizar en este capítulo, se va a mostrar una tabla con las propiedades de cada material.

Material	Calor específico $C_p (J/kg^{\circ}C)$	Conductividad térmica $\lambda (W/m^{\circ}C)$	Densidad $\rho (kg/m^3)$	Elementos
Cobre	385	400	8950	Devanados
Resinas epoxi	1700	0,35	1400	Aislante cobre
M800-50A	444	40	7900	Rotor y estator
Imanes NdFeB	420	9	7400	Imanes
Aire (80°C)	1214	0,03	1,18	Entrehierro
Agua (40°C)		0,629		Refrigeración

Fig.104: Tabla resumen características materiales

Como se ha mencionado en el apartado de “transferencia de calor”, el aire del entrehierro, al estar el rotor en movimiento, va a tener una conductividad mayor por la transmisión de calor por convección. Se va a proceder a calcularla según el método propuesto en [23].

Sabiendo que para el entrehierro el número de Taylor es

$$Ta = \frac{\rho^2 \cdot \Omega^2 \cdot r_m \cdot \delta^3}{\mu^2}$$

donde  $\Omega$  es la velocidad angular del rotor,  $\rho$  es la densidad del aire,  $\mu$  es la viscosidad dinámica del aire,  $r_m$  es la media de los radios de rotor y estator y  $\delta$  es la longitud radial del entrehierro. Si sustituimos en la fórmula anterior

$$\nu = \frac{\mu}{\rho}$$

donde  $\nu$  es la viscosidad cinemática, esta se quedará como

$$Ta = \frac{\Omega^2 \cdot r_m \cdot \delta^3}{\nu^2}$$

Con el número de Taylor, y basándonos en los resultados obtenidos por Becker y Kaye en 1962, calcularemos el número de Nusselt

$$\begin{aligned} Nu &= 2, & Ta &< 1700 \\ Nu &= 0.128Ta^{0.367}, & 1700 &< Ta < 10^4 \\ Nu &= 0.409Ta^{0.241}, & 10^4 &< Ta < 10^7 \end{aligned}$$

Fig.105: Valores del número de Nusselt, según los experimentos realizados por Becker y Kayle

Una vez que tengamos el número de Nusselt calculado, podremos sacar el coeficiente de transferencia de calor del aire del entrehierro

$$h_{ag} = \frac{Nu \cdot \lambda_{aire}}{\delta} \quad (W/m^2 \text{ } ^\circ C)$$

y que nos permitirá calcular la conductividad del aire en el entrehierro para cada velocidad de funcionamiento.

$$\lambda_{ag \text{ eq}} = h_{ag} \cdot g \quad (W/m^\circ C)$$

Con los datos de la siguiente tabla se ha calculado la conductividad térmica del aire del entrehierro para las distintas velocidades.

Condiciones	Valor
Long entrehierro (m)	0,001000
Radio exterior rotor (m)	0,123712
Radio interior estator (m)	0,125000
Radio medio entrehierro (m)	0,124356
Viscosidad cinem. aire (80°C) ( $m^2/s$ )	0,000021
Conductividad del aire (80°C) ( $W/m^\circ C$ )	0,030000

Fig.105: Datos necesarios para poder calcular la conductividad térmica del entrehierro para distintas velocidades

$\Omega$ (m/s)	$\Omega$ (rad/s)	Ta	Nu	$h_{ag}$ ( $W/m^2 \text{ } ^\circ C$ )	$\lambda_{ag \text{ eq}}$ ( $W/m^\circ C$ )
<b>750</b>	78,54	1779,89	2,00	59,87	0,05987
<b>1000</b>	104,72	3164,24	2,46	73,95	0,07395
<b>2600</b>	272,27	21390,26	4,52	135,65	0,13565

Fig.106: Cálculos de la conductividad térmica del aire del entrehierro a distintas velocidades

Una vez que tenemos la conductividad térmica del aire del entrehierro para distintas velocidades ya solo nos queda calcular la conductividad térmica media de los devanados. Estos son térmicamente inhomogeneos, el flujo de calor fluye con mucha facilidad por el interior del conductor (cobre), pero muy mal a través del aislamiento (barniz). Así que resulta complicado el cálculo de la conductividad térmica de los bobinados de la máquina para poder hacer el análisis térmico.

Para poder realizarlo se ha utilizado el método propuesto por [23] para el cálculo de la conductividad térmica media de los bobinados, que sustituye los devanados por un material homogéneo que tiene la misma conductividad térmica que los bobinados inhomogeneos.

Para el caso de conductores rectangulares se considera el ejemplo de la figura 107a. En un principio se asume que el calor solo fluye en la dirección x. Como la conductividad térmica del cobre es aproximadamente mil veces más alta que la conductividad térmica del aislamiento, se puede suponer que la resistencia térmica del

cobre es cero. El objetivo consiste en calcular la resistencia  $r_{res}$  de las dos piezas aislantes A y B que están conectadas en paralelo (Fig.107b).

La resistencia de A por unidad de longitud es

$$r_A = \frac{b'}{\lambda_i \delta_i}$$

donde  $\lambda_i$  es la conductividad térmica del aislamiento. La resistencia de B por unidad de longitud es

$$r_B = \frac{\delta_i}{\lambda_i h}$$

La conexión en paralelo de las dos resistencias nos da

$$r_{res} = \frac{r_A r_B}{r_A + r_B} = \frac{b'}{\lambda_i h \left( \frac{b'}{\delta_i} + \frac{\delta_i}{h} \right)} = \frac{b'}{\lambda_i \left( \frac{b'h}{\delta_i} + \delta_i \right)}$$

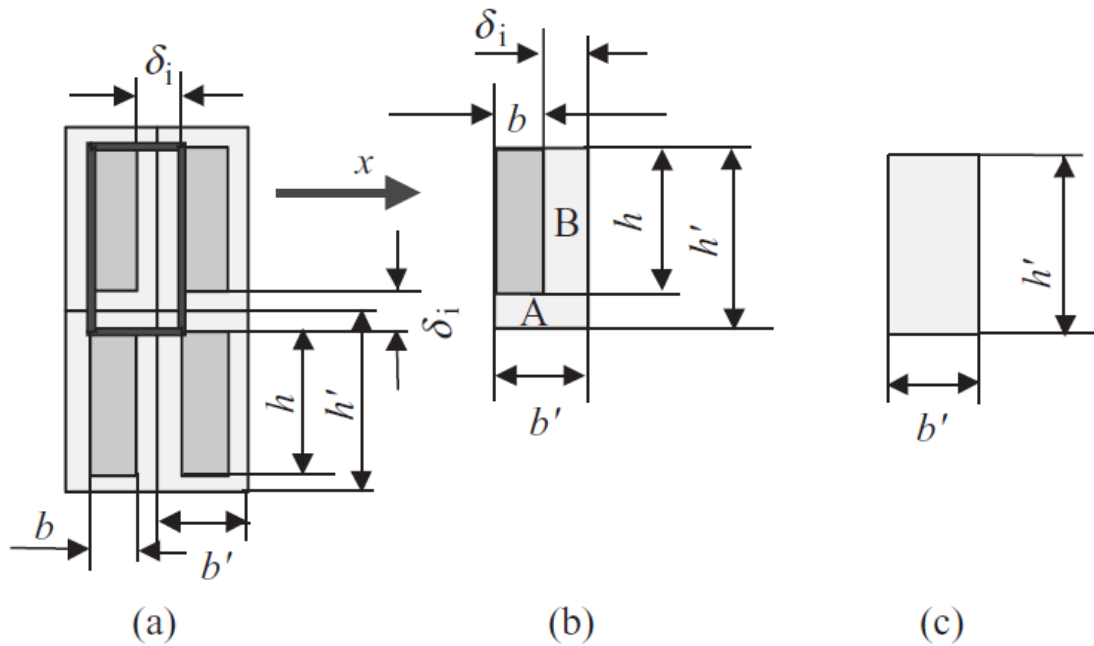


Fig.107: Devanado construido por conductores rectangulares (figuras a y b) que es sustituido por un material homogéneo (figura c) manteniendo las mismas dimensiones exteriores ( $b'$  y  $h'$ ) que el conductor real con su aislamiento y la misma resistencia térmica en la dirección  $x$  que el conductor inhomogéneo real construido con cobre y aislamiento.

La resistencia resultante  $r_{res}$  debe ser igual a la resistencia del cuerpo homogéneo que tiene un grosor  $b'$ , un ancho  $h'$  y una conductividad térmica  $\lambda_{av}$  (Fig9.7c).

$$r_{res} = \frac{b'}{\lambda_{av} h'} = \frac{b'}{\lambda_i \left( \frac{b'h}{\delta_i} + \delta_i \right)}$$

de donde se obtiene que la conductividad térmica media es

$$\lambda_{av} = \lambda_i \left( \frac{b'h}{h'\delta_i} + \frac{\delta_i}{h'} \right)$$

De la misma manera se puede obtener la conductividad térmica media del devanado de la figura 108a, donde se ha añadido un aislamiento extra entre los devanados:

$$\lambda_{av} = \lambda_i \left[ \frac{h(b' + \delta_a)}{h'(\delta_i + \delta_a)} + \frac{\delta_i}{h'} \right]$$

En caso de que las espiras sean cilíndricas (Fig.108b) en vez de rectangulares y los espacios entre ellas estén impregnados con resinas aislantes, la conductividad media será:

$$\lambda_{av} \approx \lambda_i \left( \frac{d}{\delta_i} + \frac{\delta_i}{d'} \right)$$

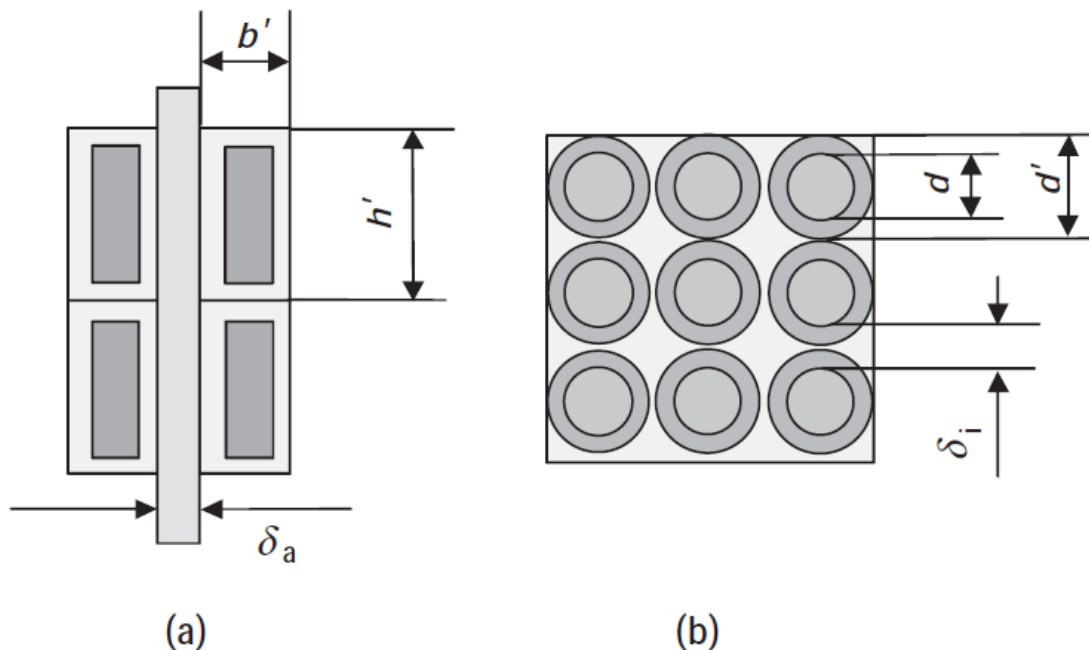


Fig.108b: a) devanado de conductores rectangulares y con más aislamiento entre capas b) devanado de conductores circulares impregnados con resina

En el caso de la máquina objeto de estudio de este proyecto, el tipo de devanado utilizado va a ser este último, con conductores circulares. El diámetro del cobre utilizado va a ser de 1mm y el recubrimiento de resinas epoxi va a tener un grosor de 0,025mm. Hay que tener en cuenta que por ejemplo en el caso de las ranuras enteras hay 8 espiras y que a cada una de ellas le corresponde una sección de 32,25mm<sup>2</sup>, así que si se van a utilizar conductores con una sección de 0,785mm<sup>2</sup> cada espira estará compuesta de unos 40 conductores en paralelo.



$$d = 1\text{mm} ; d' = 1,05\text{mm} ; \delta_i = 0,05\text{mm}$$

Con estos datos calcularemos la conductividad equivalente de los devanados de la máquina.

$$\lambda_{av} = \lambda_i \left( \frac{d}{\delta_i} + \frac{\delta_i}{d'} \right) = 0,35 \left( \frac{1}{0,05} + \frac{0,05}{1,05} \right) = 7,02 \text{ W/m}^\circ\text{C}$$

### 6.2.3. Sistema de refrigeración

Dada la potencia y el tamaño de esta máquina, va a ser necesario equiparla con un sistema de refrigeración. El estator va a estar rodeado en su totalidad por una camisa de agua. En la siguiente tabla se muestran las características del sistema de refrigeración.

Tipo de sistema	Camisa de agua sobre la superficie del estator
Espesor	10mm
Caudal	20l/min
Temperatura del refrigerante	40°C

Fig.109: Tabla con las características principales del sistema de refrigeración

Como se puede observar en la tabla anterior, el agua que va a hacer de refrigerante va a estar en movimiento. Esto quiere decir que habrá una transferencia de calor por convección, así que habrá que calcularla.

El cálculo se puede hacer para el caso de convección forzada para un flujo que circula por un anillo circular.

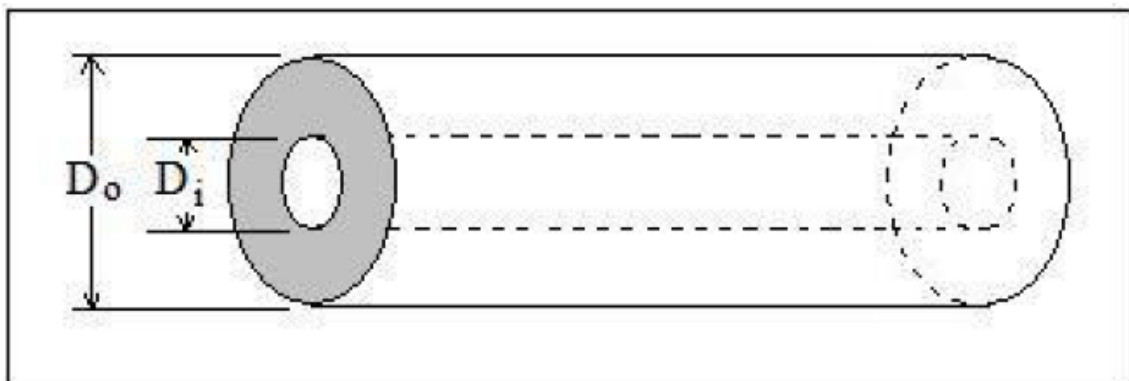


Fig.110: Flujo a través de un anillo circular

A continuación se muestra la fórmula del diámetro hidráulico para un flujo a través de un anillo circular.

$$D_0 = 0,390\text{m} ; D_i = 0,370\text{m}$$

$$D_H = \frac{4A}{P} = 4 \cdot \frac{0,25\pi \cdot (D_0^2 - D_i^2)}{\pi \cdot (D_0 + D_i)} = (D_0 - D_i) = (0,390 - 0,370) = 0,02m$$

Para el cálculo del coeficiente de transferencia de calor por convección lo primero que haremos será calcular el número de Reynolds y el de Pradtl

$$Re_D = \frac{D_H \cdot v}{\nu} = \frac{0,02m \cdot 1,061m/s}{0,658 \cdot 10^{-6} m^2/s} = 32249,24$$

donde

$$D_H = 0,02m$$

$$Q = 20 \frac{l}{min} \cdot \frac{1 min}{60 s} \cdot \frac{1 m^3}{1000 l} = \frac{1 m^3}{3000 s}$$

$$v \rightarrow Q(m^3/s) = v(m/s) \cdot S(m^2) \rightarrow \frac{1}{3000} = v \cdot (\pi \cdot 0,01^2) \rightarrow v = 1,061 m/s$$

$$\nu(40^\circ C) = 0,658 \cdot 10^{-6} m^2/s$$

$$Pr = \frac{\mu \cdot C_p}{\lambda} = \frac{0,653 \cdot 10^{-3} \cdot 4179}{0,629} = 4,34$$

donde

$$\mu(40^\circ C) = 0,653 \cdot 10^{-3} Ns/m^2$$

$$C_p(40^\circ C) = 4179 J/kgK$$

$$\lambda(40^\circ C) = 0,629 W/m^\circ C$$

Una vez que tenemos estos dos resultados, hay que utilizar la ecuación de Gnielinski, que estima el valor del coeficiente de transferencia de calor por convección

$$\begin{aligned} Nu_D &= \frac{(f/8) \cdot (Re_D - 1000) \cdot Pr}{1 + 12,7 \cdot (f/8)^{1/2} \cdot (Pr^{2/3} - 1)} \\ &= \frac{(0,023229/8) \cdot (32249,24 - 1000) \cdot 4,34}{1 + 12,7 \cdot (0,023229/8)^{1/2} \cdot (4,34^{2/3} - 1)} = 184,32 \end{aligned}$$

$$f = (0,79 \cdot \ln(Re_D) - 1,64)^{-2} = (0,79 \cdot \ln(32249,24) - 1,64)^{-2} = 0,023229$$

donde  $f$  es el factor de fricción de Darcy, que puede obtenerse de un diagrama de Moody.

Suponiendo que la superficie del estator se va a encontrar a 60°C y el agua que circula por el circuito de refrigeración esta a 40°C, la variación de las propiedades del fluido valdrá:

$$\frac{\mu_a}{\mu_s} = \frac{0,653 \cdot 10^{-3}}{0,467 \cdot 10^{-3}} = 1,3983$$

donde

$$\mu_a = 0,653 \cdot 10^{-3} \text{ Ns/m}^2 \text{ (es la viscosidad dinámica a 40°C)}$$

$$\mu_s = 0,467 \cdot 10^{-3} \text{ Ns/m}^2 \text{ (es la viscosidad dinámica a 60°C)}$$

y por tanto el valor final del número de Nusselt será:

$$Nu = Nu_D \cdot (\mu_a/\mu_s)^{0,11} = 191,24$$

Por último podremos calcular el coeficiente de transferencia de calor por convección entre la superficie del estator y el sistema de refrigeración.

$$h = \frac{Nu \cdot \lambda}{D} = \frac{191,24 \cdot 0,629 \text{ W/m}^{\circ}\text{C}}{0,02\text{m}} = 6015 \text{ W/m}^2\text{°C}$$

#### **6.2.4. Simulaciones térmicas con Flux**

El objetivo de este capítulo es obtener los resultados térmicos de la máquina. Para ello la mejor opción sería realizar un análisis combinado con FLUX, que incluyese la parte electromagnética y la térmica en la misma simulación. El problema es que FLUX solo permite hacer el análisis “*AC Steady State magnetic with transient thermal 2D*”, donde no se permiten utilizar imanes.

Así que la única posibilidad es seleccionar el tipo de análisis “*Transient Thermal*”, con el cual nos hará falta hacer previamente una simulación electromagnética de donde obtengamos los resultados de pérdidas para poder hacer la simulación térmica. Estas pérdidas se introducirán en el análisis térmico en la parte de la máquina que les corresponda como fuentes de calor.

El primer paso para empezar con FLUX será la creación del diseño. Flux también dispone de un editor geométrico en el mismo programa para poder dibujar el objeto a analizar, pero como ya se ha explicado en el capítulo de las simulaciones de pérdidas, se ha optado por partir de diseños realizados con AutoCAD y después importarlos en FLUX. Para ello se partirá de los diseños que se utilizaron en MAXWELL, a los cuales habrá que hacerles alguna modificación para adaptarlos al nuevo programa:

- Para el caso de análisis térmico, habrá que crear el diseño completo de la máquina, ya que en este tipo de simulaciones no se ha conseguido aplicar la periodicidad al diseño de 120º.
- Así como para MAXWELL el diseño en AutoCAD tenía las regiones ya creadas, en este caso no hay que crear las regiones, ya que estas se crearán después en FLUX. Tampoco puede haber líneas duplicadas.
- Hay que dividir el entrehierro en 3 o 4 partes, para que tenga un mallado mejor y no obtengamos errores por parte del programa del mallado de esta región.

Una vez que tengamos un diseño que cumpla estas características y hayamos creado un proyecto nuevo en FLUX, ya podemos proceder a importar el diseño. Para ello habrá que ir a *Project* → *Import geometry* → *Import geometry from a DXF file*. Se nos abrirá una ventana como la que se muestra aquí debajo.

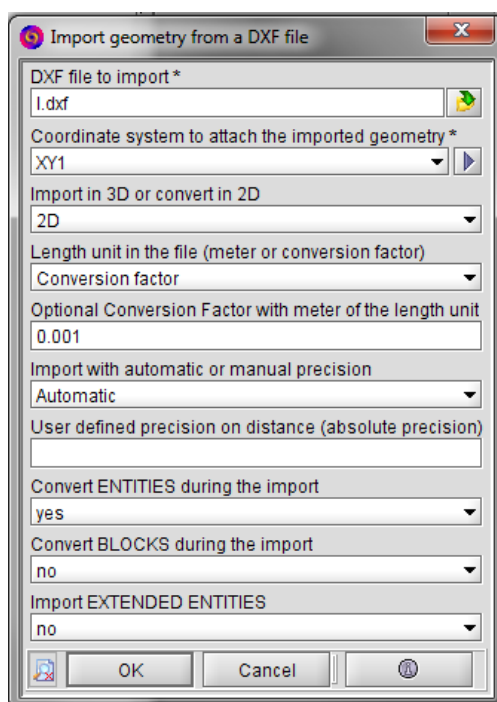




Fig.111: Cuadro de importación de geometrías.

En la primera casilla se seleccionará el archivo que se va a importar y la segunda se refiere al sistema de coordenadas (dejar el que aparezca). Como vamos a trabajar en 2D, en la tercera casilla habrá que seleccionar en 2D. En la cuarta y quinta casilla se indica el factor de conversión, que normalmente si en AutoCAD no hemos cambiado de unidades, aquí hay que indicarle un factor de  $10^{-3}$ , ya que en AutoCAD se trabaja en milímetros y FLUX esta importando en metros. Por último la precisión se deja en automática y en las tres últimas casillas se selecciona lo mismo que se muestra en la figura 111.

Ahora que ya tenemos el dibujo importado, hay que empezar a trabajar con las regiones. Lo primero será crearlas, pinchando en “build faces”, . Si el dibujo esta correcto las regiones cambiaran de color. A continuación habrá que crear las regiones pinchando en “new region”,  y se desplegará una ventana como la siguiente.

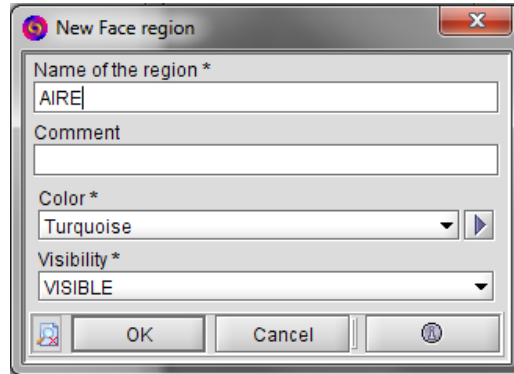



Fig.112: Ventana para crear nuevas regiones para asignar a las “faces”

En esta ventana con ir rellenando el nombre de cada región y si se quiere poner un color diferente para luego identificarlas más fácilmente es suficiente.

Una vez tengamos todas las regiones creadas, hay que asignarlas en el dibujo al que le corresponda. Primero hay que darle a “assign regions to faces”  y una vez abierta la ventana hay que ir seleccionando en el dibujo la región y en la ventana el nombre de la región a la que corresponde.

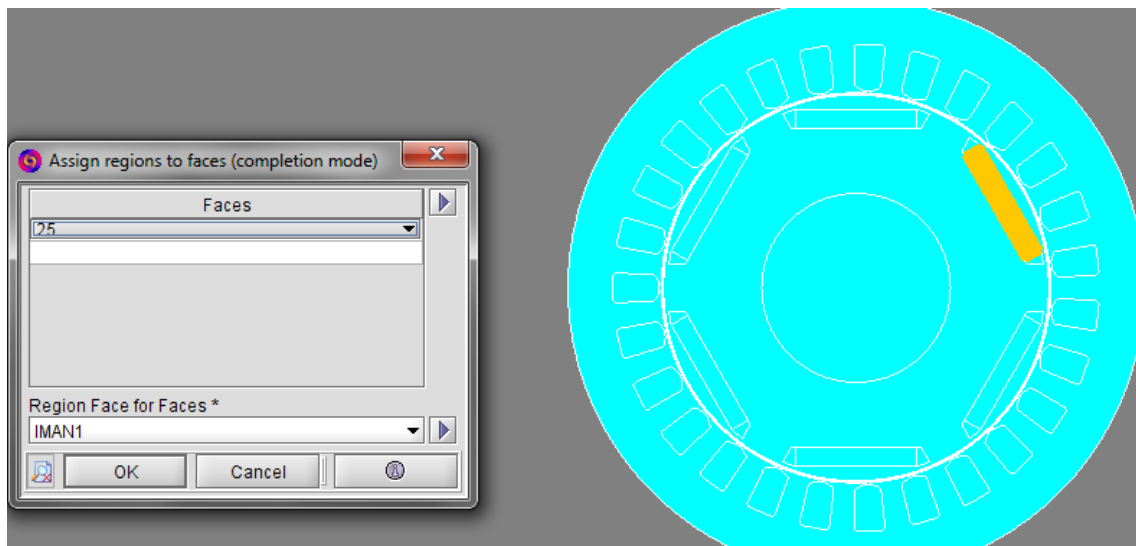


Fig.113: Asignación de las regiones creadas a las “faces”

Ahora es el momento de indicarle a FLUX el tipo de análisis que vamos a realizar. Desplegar el menú *Application* → *Thermal* → *Transient thermal 2D*. En el cuadro que aparece hay que indicar el la longitud de la máquina (en nuestro caso 400mm) y aceptar.

Lo siguiente es crear los materiales y asignarlos a cada región. En el menú desplegable *Physics* hay que ir a *Material* → *New*. Una vez le asignemos el nombre, hay que definir las propiedades de las tres últimas pestañas, que son necesarias para realizar el análisis térmico: conductividad térmica, capacidad calorífica volumétrica y la densidad de masa. En nuestro caso los materiales a crear van a ser: aire, aire del entrehierro, devanados de las ranuras enteras, devanados de las medias ranuras, hierro e imanes.

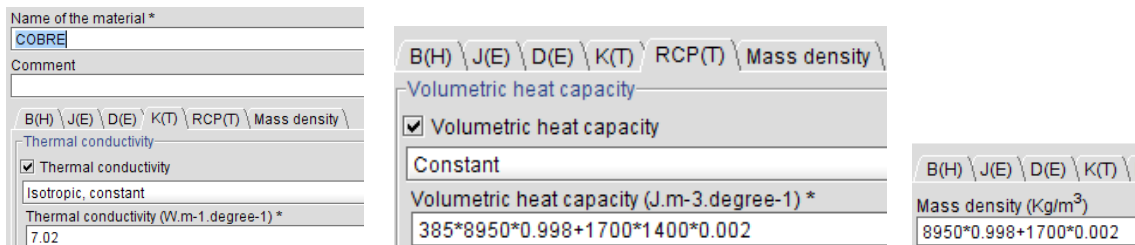


Fig.114: Propiedades a definir de los materiales

Estos materiales hay que asignarlos a cada región el que le corresponda y también las pérdidas como fuente de calor. Para realizarlo, una de las opciones es ir al árbol izquierdo e ir región por región pinchando con el botón derecho del ratón y en “edit”. En la ventana que se abra, se indica el material que le corresponde a la región y si tiene pérdidas se indica en la casilla inferior.

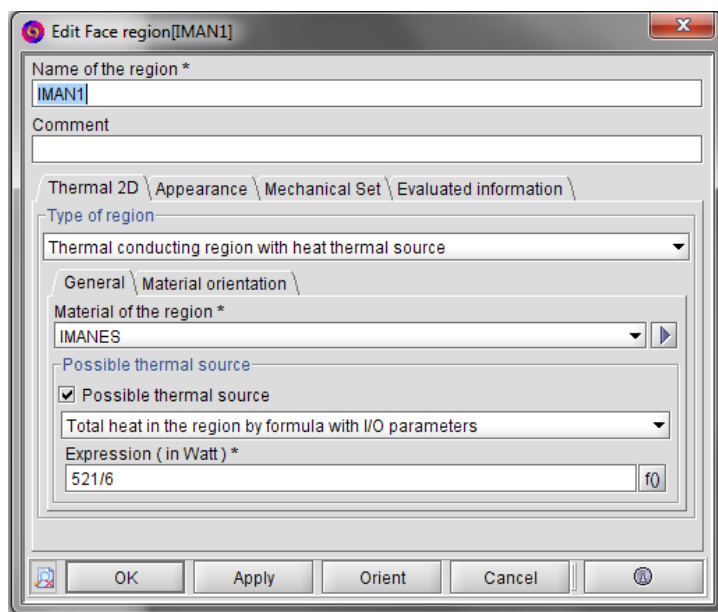


Fig.115: Propiedades de la región “IMAN1”, donde se asigna el material del que esta compuesto y si tiene pérdidas

Otra opción es asignar los materiales y pérdidas de varias regiones de vez. Para ello se seleccionan en el árbol de la izquierda las regiones deseadas, se pincha con el botón derecho del ratón y se le da a “edit array”. Aparecerá una ventana como la que se muestra en la siguiente figura:

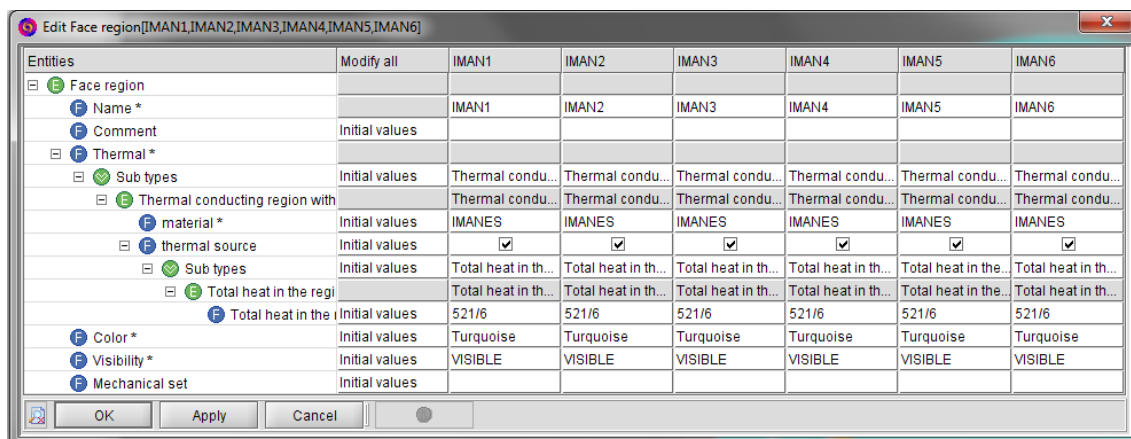


Fig.116: Utilizando “edit array” se pueden editar distintas propiedades de vez

Como se puede observar en la figura, se pueden modificar los materiales de vez y también las pérdidas.

Una vez que tenemos todos los materiales asignados a cada región con sus características queda por definir la transferencia de calor por convección desde la superficie del estator al sistema de refrigeración. Para ello se definirá la circunferencia exterior de la máquina como una “line región”. En sus propiedades habrá que definirla como “Region with surface of thermal exchanges and heat source” y habrá que indicar el valor por convección calculado en el anterior apartado y su temperatura.

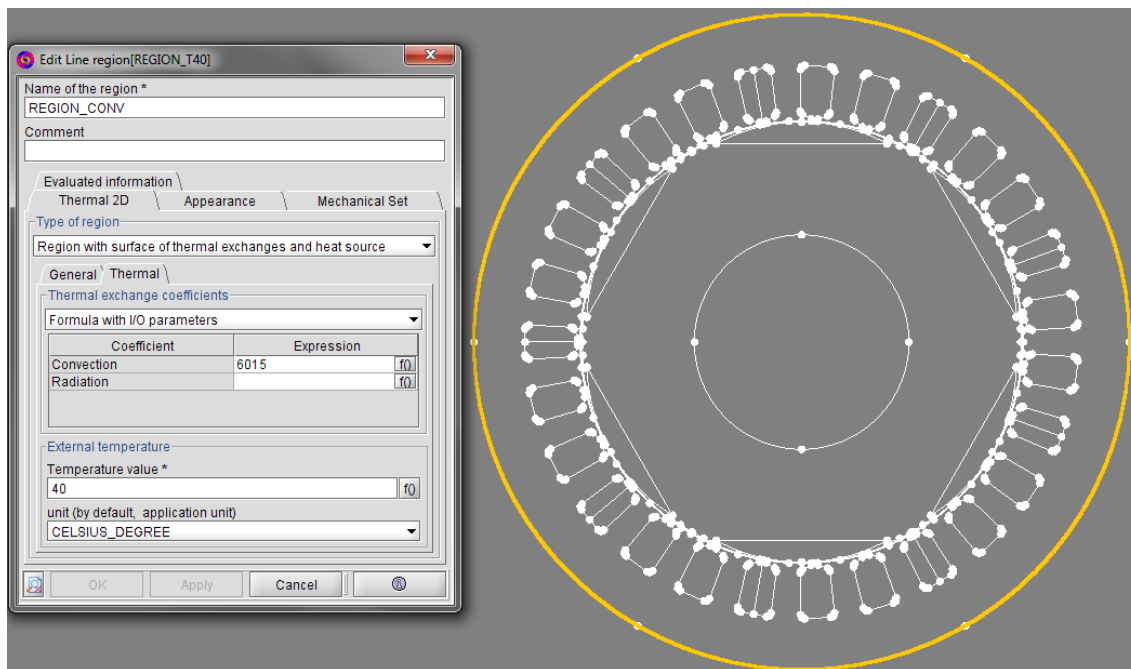


Fig.117: Asignando la conductividad térmica por convección al exterior del estator

Por último, para poder simular la máquina, queda el definir el mallado de la máquina. En *Mesh* → *Meshpoint* → *New*, crear un tipo de mallado de dos milímetros. Después ir a *Mesh* → *Assign mesh information* → *Assign mesh point to points*,

seleccionar en la parte de abajo el tipo de mallado y en el menú desplegable de la derecha pinchar en “selecta all”.

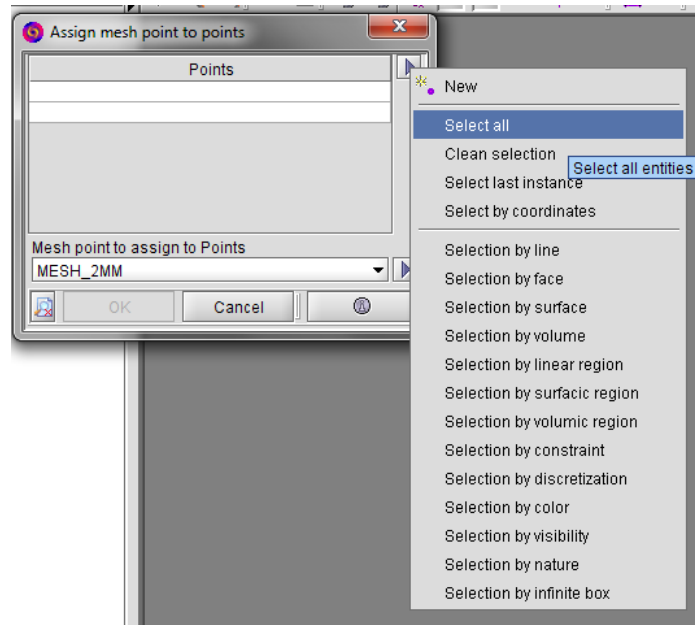


Fig.118: Asignando el tipo de mallado a todos los puntos de la máquina

Con el tipo de mallado asignado a la máquina, queda crear el mallado. Para ello hay que ir a *Mesh* → *Mesh* → *Mesh domain* y se creará el mallado.

Con esto esta todo preparado para simular la máquina y obtener los resultados. Para ello, en “Flux Supervisor”, hay que acceder a “Solving process direct” y simular el archivo que hemos creado con el editor de geometrías el tiempo y steps necesarios, para luego poder acceder a los resultados en “Results”.

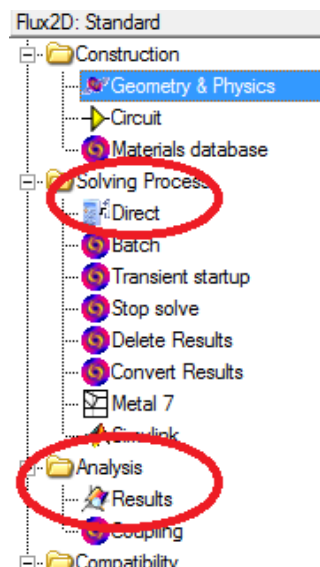


Fig.119: Árbol en “Flux Supervisor”, de donde se accede a las herramientas necesarias (editor de geometrías...)



### 6.3. RESULTADOS Y CONCLUSIONES DE LAS SIMULACIONES TÉRMICAS

Con todo lo explicado en el apartado anterior, se ha procedido a realizar las simulaciones térmicas. Para ello se ha partido de los resultados de pérdidas de la Fig.102 y de los cálculos de conductividades etc. que se han ido calculando a lo largo del capítulo. En la siguiente tabla se muestra un resumen de los datos utilizados para llevar a cabo las simulaciones térmicas.

	D1 -- ORIGINAL ANCHA, SUPERF -- 1SEGM				D4 -- ORIGINAL ESTRECHA, SUPERF -- 1SEGM			
	750 nom	750 max	1000	2600	750 nom	750 max	1000	2600
Par (Nm)	1221	2860	1202	446	1337	2914	1300	465
Pérdidas rotor (W)	69	77	100	459	16	22	35	450
Pérdidas estator (W)	945	1115	1139	2795	1143	1320	1278	3217
Pérdidas imanes (W)	1234	1760	921	4509	521	1016	600	4608
Pérdidas(W) ranuras enteras	65	364	88	161	65	364	88	161
Pérdidas(W) medias ranuras	32	182	44	81	32	182	44	81
Conduct. (W/m²C) entrehierro	0,05987	0,05987	0,07395	0,013565	0,05987	0,05987	0,07395	0,013565
Conduct. (W/m²C) ranuras	7,02	7,02	7,02	7,02	7,02	7,02	7,02	7,02
Temperatura (°C) agua	40	40	40	40	40	40	40	40

	D4 -- ORIGINAL ESTRECHA, SUPERF -- 4SEGM				D6 -- ORIGINAL ESTRECHA, IPM "I" -- 1SEGM			
	750 nom	750 max	1000	2600	750 nom	750 max	1000	2600
Par (Nm)	1320	2952	1304	488	1310	2889	1352	508
Pérdidas rotor (W)	16	22	35	500	46	83	90	920
Pérdidas estator (W)	1125	1323	1292	3188	1104	1428	1311	4472
Pérdidas imanes (W)	180	791	343	3227	401	750	312	1651
Pérdidas(W) ranuras enteras	65	364	88	161	65	364	88	161
Pérdidas(W) medias ranuras	32	182	44	81	32	182	44	81
Conduct. (W/m²C) entrehierro	0,05987	0,05987	0,07395	0,013565	0,05987	0,05987	0,07395	0,013565
Conduct. (W/m²C) ranuras	7,02	7,02	7,02	7,02	7,02	7,02	7,02	7,02
Temperatura (°C) agua	40	40	40	40	40	40	40	40

	D6 -- ORIGINAL ESTRECHA, IPM "I" -- 4SEGM				D5 -- ORIGINAL ESTRECHA, IPM "V" -- 2SEGM			
	750 nom	750 max	1000	2600	750 nom	750 max	1000	2600
Par (Nm)	1313	2896	1358	510			1388	
Pérdidas rotor (W)	46	83	90	920			98	
Pérdidas estator (W)	1103	1419	1311	4541			1325	
Pérdidas imanes (W)	59	162	65	730			131	
Pérdidas(W) ranuras enteras	65	364	88	161			88	
Pérdidas(W) medias ranuras	32	182	44	81			44	
Conduct. (W/m²C) entrehierro	0,05987	0,05987	0,07395	0,013565			0,07395	
Conduct. (W/m²C) ranuras	7,02	7,02	7,02	7,02			7,02	
Temperatura (°C) agua	40	40	40	40			40	

Fig.120: Resumen de los datos utilizados para las simulaciones térmicas

Si nos fijamos en las pérdidas de los imanes, el diseño con menos pérdidas es el de imanes interiores en forma de "I".

Aunque la velocidad nominal de la máquina es 1000rpm, su rango de velocidad de funcionamiento llega hasta las 2600rpm, y como ya se ha visto en alguna simulación anterior, las pérdidas llegan a dispararse mucho en este punto de funcionamiento si las comparamos con las obtenidas a velocidad nominal. Así que para los análisis térmicos se ha decidido calcular las temperaturas en tres puntos de funcionamiento nominales

(750rpm, 1000rpm y 2600rpm) y en un punto de valores máximos (750rpm, máxima velocidad en valores máximos).

A continuación se muestran unas gráficas de las temperaturas obtenidas en los imanes en función del tiempo para los diseños seleccionados.

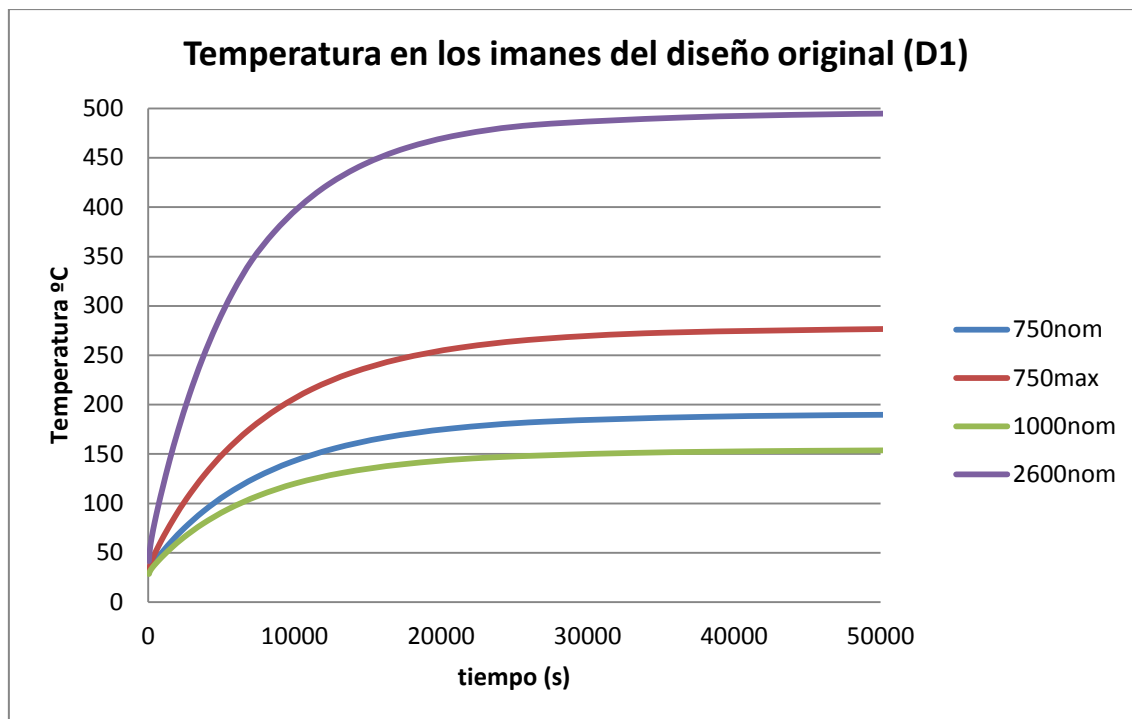


Fig.121: Temperatura alcanzada de los imanes del diseño original

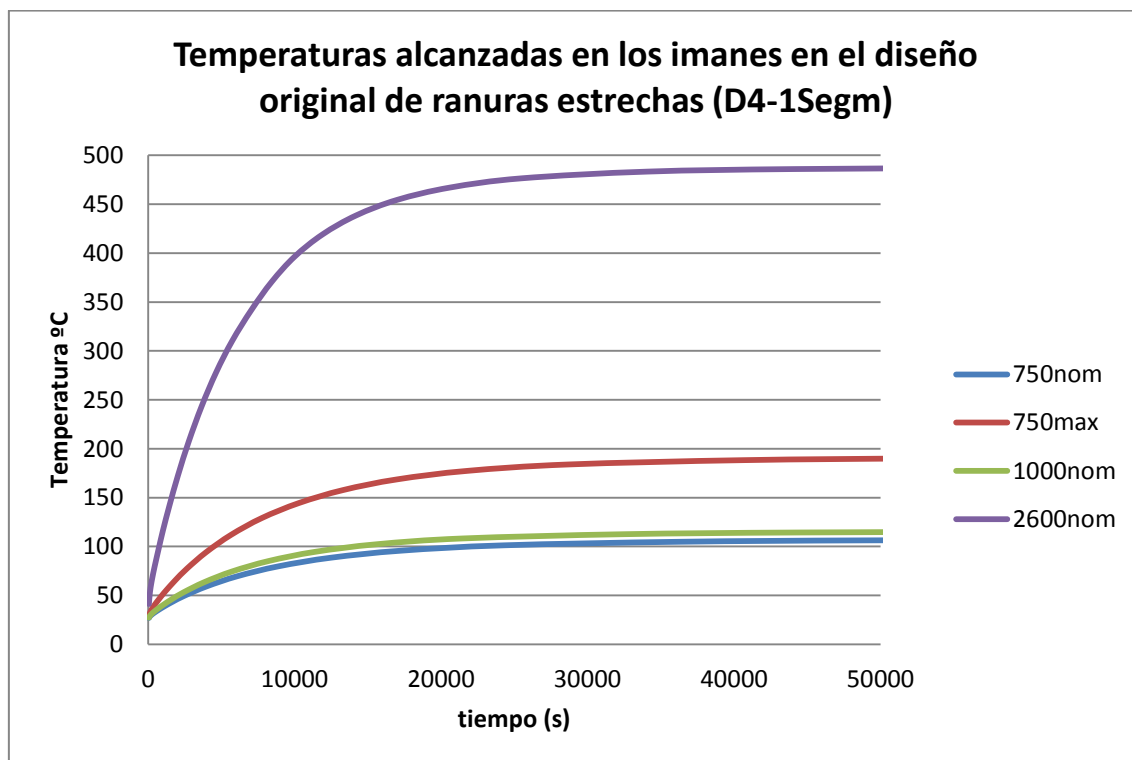


Fig.122: Temperatura alcanzada de los imanes del diseño cuatro (original con la abertura de las ranuras estrechada)

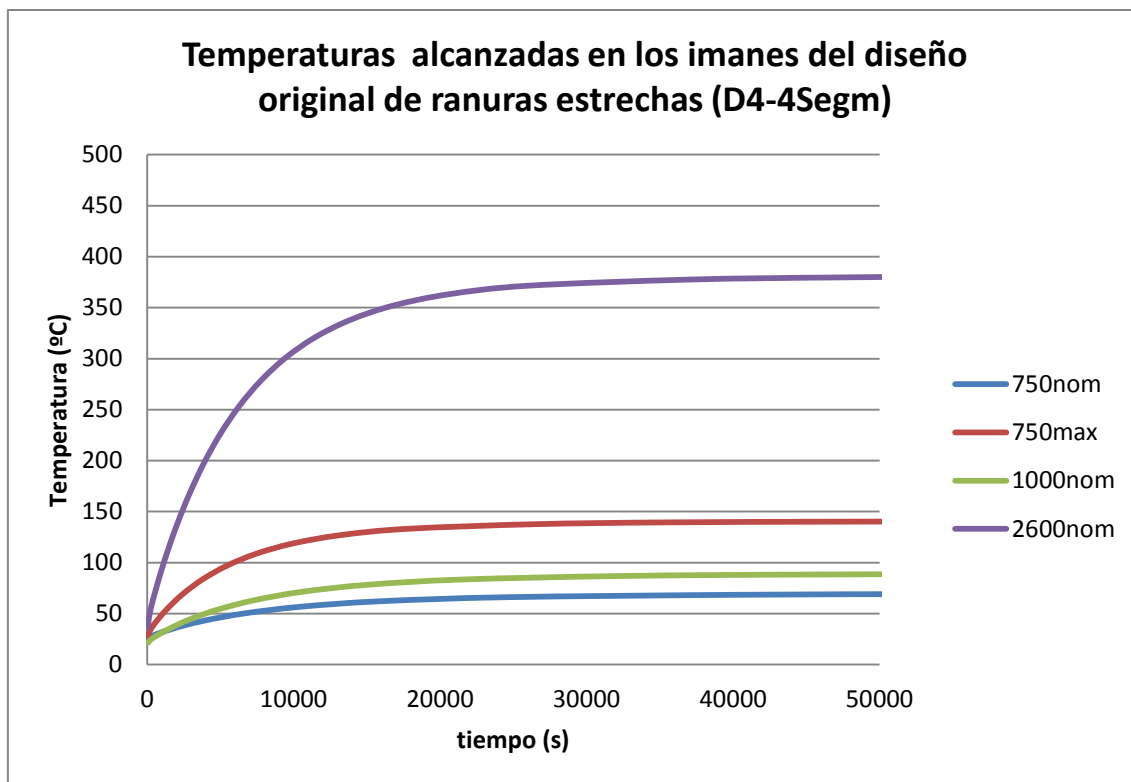


Fig.123: Temperatura alcanzada de los imanes del diseño cuatro, con 4 fragmentos de imán

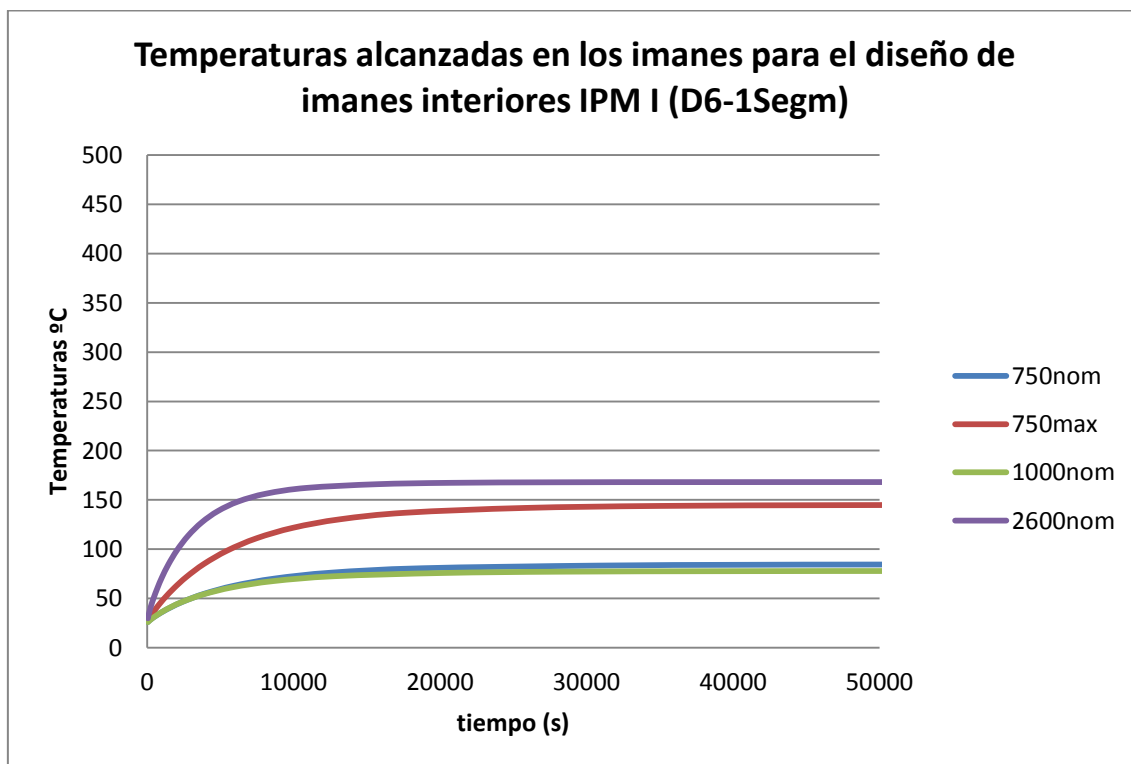


Fig.124: Temperatura alcanzada de los imanes del diseño seis (abertura de ranura estrecha e imanes interiores)

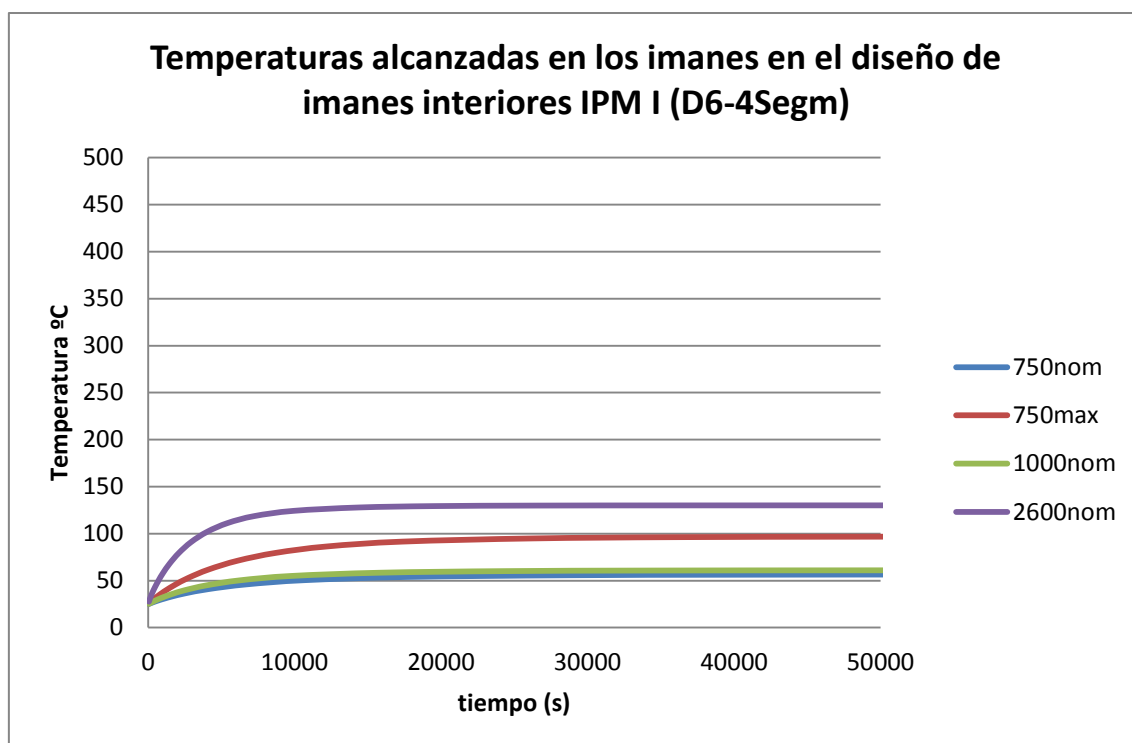


Fig.124: Temperatura alcanzada de los imanes del diseño seis, con cuatro fragmentos de imán

Según los cálculos que se han realizado previamente con MAXWELL, el imán no deberá de superar los 135°C de temperatura, ya que el codo de desmagnetización del imán se situaría por encima de los -0,2T, y si ocurriese un cortocircuito, habría peligro de desmagnetización parcial de los imanes. En el caso de los imanes interiores, quedan mucho más protegidos en caso de falta que los superficiales.

En el diseño original a 2600rpm la temperatura de los imanes se estabiliza cerca de los 500°C, aunque alcanzar esta temperatura le cuesta bastante tiempo. Por ejemplo, los 135°C le cuesta alcanzarlos unos 22 minutos. Aún y todo, en valores nominales a 1000rpm la temperatura se estabiliza a más de 150°C, así que este diseño con un imán de estas características no es viable, ya que los imanes van a sufrir una desmagnetización irreversible.

A partir del diseño original se han utilizado distintas técnicas para reducir las pérdidas en los imanes y por tanto el calentamiento de los mismos. Pero el único diseño en el que no se alcanzan los 135°C en ningún momento es el de imanes interiores en forma de "I" con los imanes fragmentados en cuatro. La máxima temperatura que se alcanza son 130°C a 2600rpm, y les cuesta alcanzar los 120°C dos horas y diez minutos.

En las próximas gráficas se van a mostrar las temperaturas alcanzadas en régimen permanente en cada parte de las distintas máquinas estudiadas.

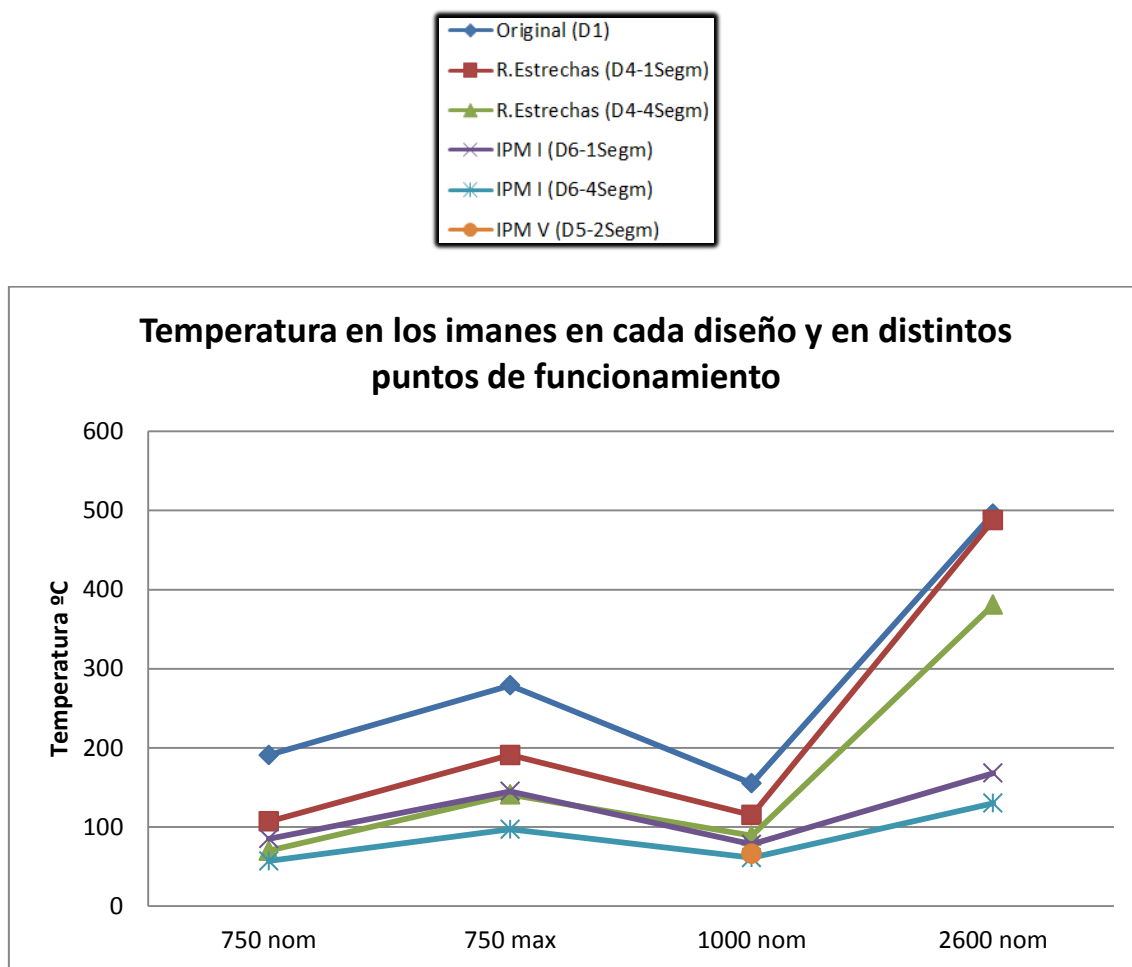


Fig.125: Temperatura en los imanes

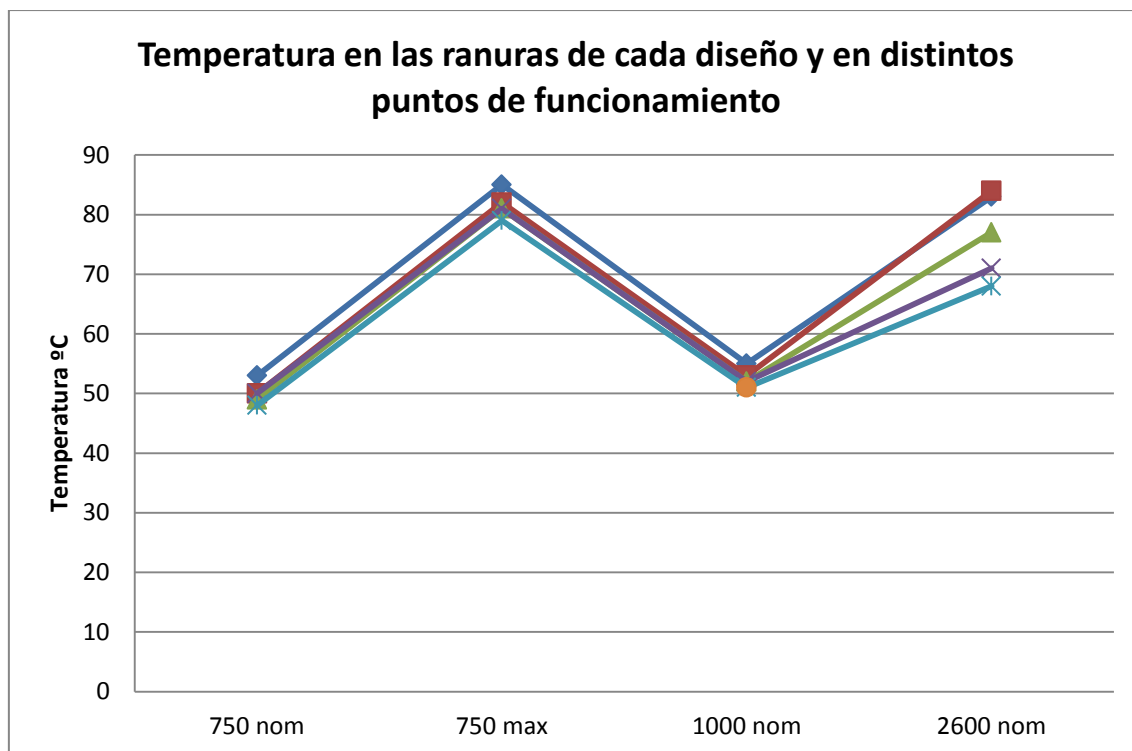


Fig.125: Temperatura en las ranuras

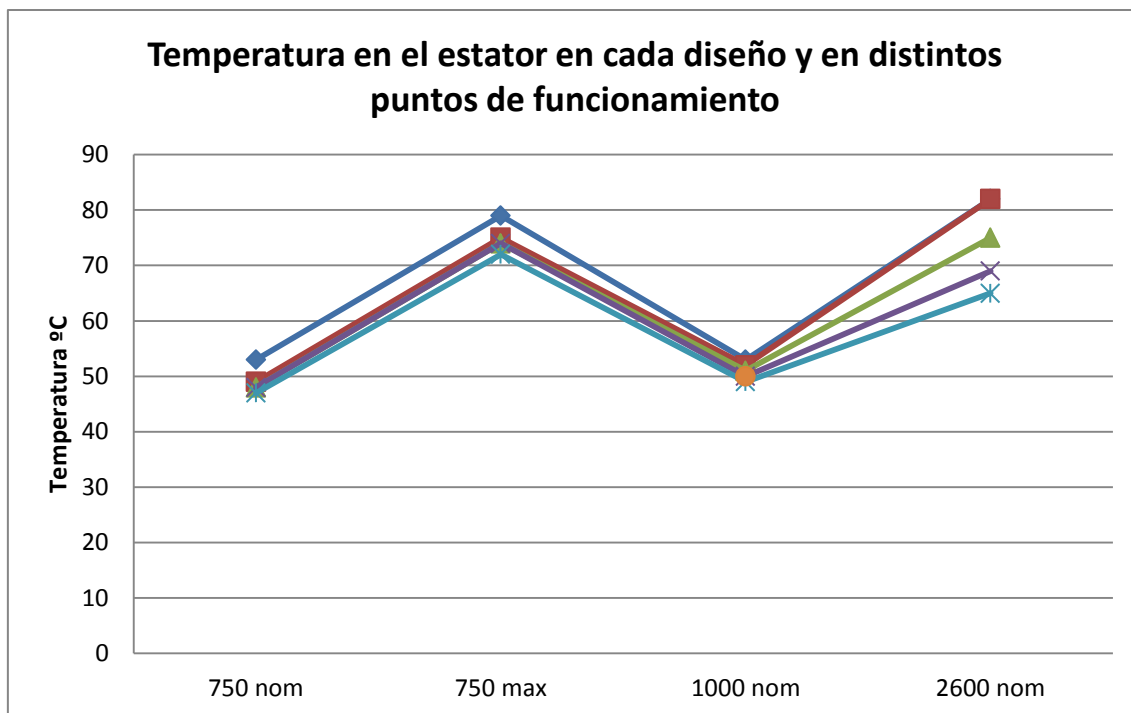


Fig.126: Temperatura en el estator

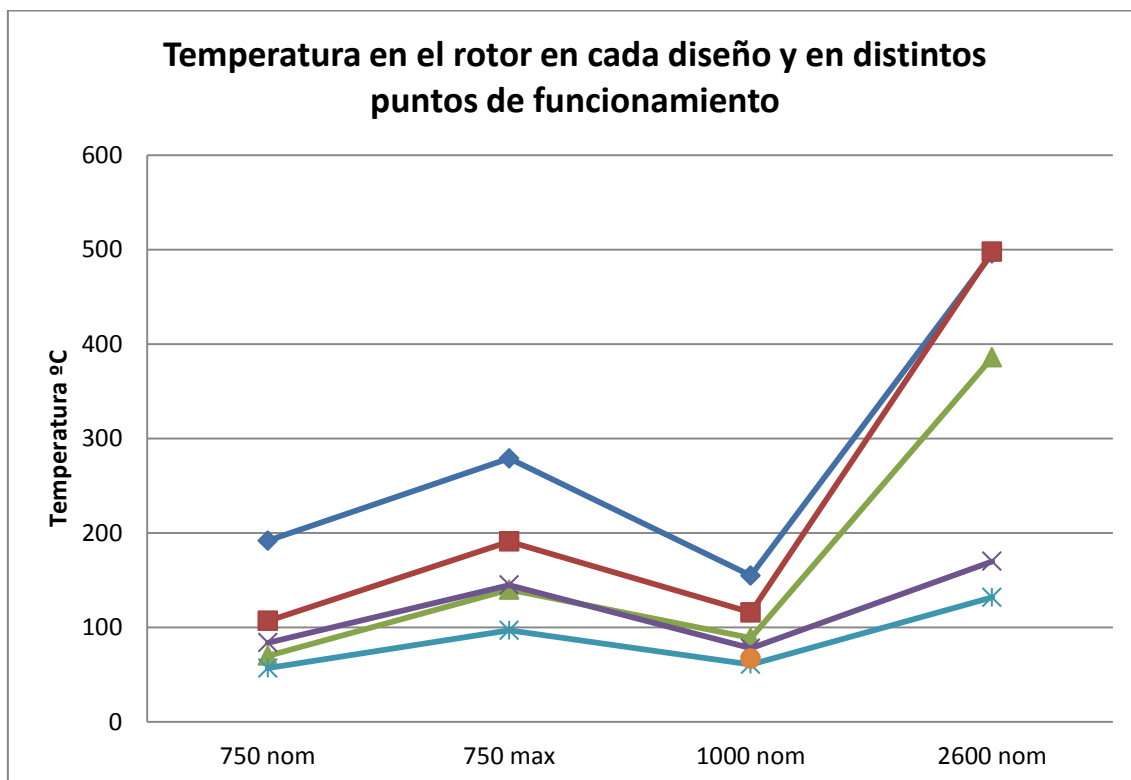


Fig.127: Temperatura en el rotor

En cuanto a las temperaturas en los imanes (Fig.125), la primera técnica que se ha utilizado para reducir las pérdidas en los mismos ha sido la modificación del diseño de las ranuras. En este apartado se ha analizado la temperatura alcanzada en el diseño original con la abertura de la ranura estrechada, y comparando con los resultados

obtenidos en el diseño original se ve que aunque la reducción de la temperatura alcanzada a 750rpm es significativa, a 1000rpm ya no es tanta y a 2600rpm las temperaturas de los imanes en ambos diseños son similares.

La siguiente técnica para reducir las pérdidas en los imanes ha sido fragmentarlos en varias partes. Se puede ver como de esta manera se consiguen reducir las temperaturas en los imanes tanto para las distintas disposiciones de los imanes como para todos los rangos de velocidades.

Siguiendo con las pérdidas en los imanes, en los diseños de imanes superficiales las temperaturas alcanzadas a altas velocidades se disparan mucho si las comparamos con las de los imanes interiores. Esto es debido a que los armónicos de alta frecuencia causados por la elevada velocidad del rotor, son unos armónicos que causan muchas pérdidas por su alta frecuencia pero que no tienen una amplitud muy grande y que por tanto no llegan a penetrar con tanta fuerza en los imanes interiores y no consiguen elevar las pérdidas tanto como en diseños de imanes superficiales.

Como ya se ha dicho antes, el diseño con temperaturas más bajas es el de imanes interiores en forma de "I" con los imanes fragmentados en cuatro partes, pero visto el resultado de temperatura en el imán algo más elevado pero muy cercano a este del diseño con imanes interiores en "V", cabe esperar que va a tener un comportamiento muy similar en cuanto a temperaturas, aunque en este diseño es necesario un volumen de imán significativamente mayor que en el diseño en forma de "I".

Entre las cuatro últimas figuras mostradas se pueden ver ciertas similitudes. La temperatura que se alcanza en el rotor es similar a la de los imanes. Los imanes están colocados en el rotor, en alguno de los casos en el interior incluso, y las pérdidas en el hierro del rotor son mucho más pequeñas que las de los imanes (por ejemplo 69W frente a 1234W en los imanes). Esto junto con que la conductividad térmica del hierro es mucho más alta que la del aire del entrehierro, el calor generado en los imanes tiende a distribuirse por el rotor y por eso las temperaturas del rotor son prácticamente iguales a las de los imanes.

Sin embargo, los devanados de la máquina que también son una fuente de pérdidas grande (en valores máximos unos 10kW), no ven su temperatura elevarse tanto como en los imanes, y se mantienen en temperaturas bajas si las comparamos con las de los imanes. Esto es debido a que el sistema de refrigeración con agua en movimiento se encuentra muy cerca de las ranuras donde se ubican los devanados, y aunque la conductividad térmica del aislante del cobre no es buena, solo les separa del sistema de refrigeración el hierro del estator que si que se puede considerar un buen conductor térmico si lo comparamos con el aire del entrehierro que les separa a los imanes del estator.

Vistos los resultados obtenidos en las simulaciones térmicas, los diseños con imanes interiores han resultado ser los más apropiados para esta aplicación. Aunque el único diseño que no supera los 135°C en ningún momento es el de imanes interiores en “I” y fraccionados en cuatro, los otros dos también podrían valer, ya que las temperaturas que alcanzan no son mucho más grandes y como ya se ha visto, para alcanzar estas temperaturas máximas habría que hacer funcionar al motor durante varias horas en ese punto funcionamiento, cosa que no va ocurrir en la realidad, dado que va a ser destinado como motor para un autobús de transporte urbano. Hay que tener en cuenta también que cuanto menor sea la temperatura del imán su producto de energía es mayor, con la ventaja de tener que introducir menores corrientes en el estator.



# **CAPÍTULO 7:**

# **CONCLUSIONES Y LÍNEAS**

# **FUTURAS**

## **7. CONCLUSIONES Y LÍNEAS FUTURAS**

### **7.1. CONCLUSIONES**

El propósito de este proyecto ha sido el cálculo y la reducción de pérdidas en una máquina de imanes permanentes. Para ello se han realizado simulaciones con programas de elementos finitos, con el fin de obtener los resultados de pérdidas. También se han realizado simulaciones térmicas para conocer las temperaturas alcanzadas a causa de las pérdidas.

- Lo primero que se ha hecho ha sido simular el diseño original para conocer los valores de pérdidas. Vistas lo grandes que eran en los imanes, en algunos puntos de funcionamiento incluso mayores que las de los devanados, se ha decidido centrarse en la reducción de las pérdidas en los mismos. Estos valores han sido calculados también mediante un método teórico para poder validar los resultados que nos estaba dando el programa.
- Para la reducción de pérdidas en los imanes se han presentado distintos factores que tienen influencia en las mismas. Como en las simulaciones en vacío eran muy grandes, se ha decidido modificar el diseño de las ranuras. Se han propuesto tres diseños distintos, donde las ranuras se han estrechado, se han alejado del entrehierro y se les ha estrechado la abertura. Los resultados en cuanto a reducción de pérdidas en vacío han sido satisfactorios todos ellos. En carga sin debilitamiento de campo la reducción de pérdidas también ha sido importante, pero con debilitamiento de campo la reducción no ha sido tan grande, aunque las del diseño original en este punto de funcionamiento tampoco eran tan altas como en vacío
- Una vez escogido el diseño cuatro, donde se ha reducido la abertura de la ranura de 13mm a 4mm y se ha conseguido una reducción de pérdidas muy importante, se han propuesto dos diseños nuevos donde se han introducido los imanes en el interior del rotor para tratar de continuar reduciendo las pérdidas. Uno de ellos tiene los imanes en forma de “I” y el otro los tiene en forma de “V”. La reducción de pérdidas en los imanes ha sido importante, sobre todo a altas velocidades, aunque ha habido que aumentar el volumen de los imanes para seguir manteniendo el mismo par con la misma corriente, por la reducción del armónico fundamental de la densidad de flujo en el entrehierro al utilizar imanes rectangulares en vez de curvos.
- Para continuar mejorando los valores de pérdidas en los imanes, se ha decidido fragmentar los imanes de cada polo, para interrumpir la circulación de las corrientes de Foucault por el interior de los mismos. Se han comparado los resultados de pérdidas en los imanes para uno, dos y cuatro segmentos, y se puede decir que la fragmentación ha resultado muy efectiva en todos los diseños independientemente de la velocidad.

- Por último se han llevado a cabo las simulaciones térmicas para conocer las temperaturas alcanzadas en cada parte de la máquina a causa de las pérdidas. Para ello se ha tenido que calcular la conductividad térmica de los devanados, ya que van a estar compuestos de dos materiales con propiedades térmicas distintas. También se ha tenido que calcular la conductividad térmica del aire del entrehierro para las distintas velocidades y la transferencia de calor desde la máquina al sistema de refrigeración.

Se ha podido ver que efectivamente las elevadas pérdidas en los imanes del diseño original de la máquina causan un calentamiento excesivo. Ya en valores nominales se alcanzan 150°C en los imanes en régimen permanente, cuando el límite de temperatura del imán son 135°C para no tener peligro de desmagnetización de los imanes. En el resto de los diseños propuestos se consiguen reducir estas temperaturas, aunque las reducciones más grandes se dan en los diseños de imanes interiores. El único diseño que no supera los 135°C es el de imanes interiores en forma de “I” con cuatro fragmentos de imán, que se queda con 130°C en el imán en régimen permanente, aunque para alcanzarlos necesita más de dos horas y media funcionando a 2600rpm y exigiéndole su par nominal.

## **7.2. LÍNEAS FUTURAS**

- Validación de los diseños: aunque mediante las simulaciones por elementos finitos se ha conseguido una reducción de las pérdidas en los imanes muy importante, no se han podido contrastar los resultados con la realidad, ya que no se ha realizado ningún prototipo de estos diseños.
- Simulaciones en 3D: todas las simulaciones de este proyecto se han realizado en dos dimensiones. Con las simulaciones en 3D se podrá comprobar si la fragmentación de los imanes a lo largo del eje z resulta tan efectiva como la fragmentación radial.
- Simulaciones térmicas: en las simulaciones que se han realizado, la máquina se ha dividido en cuatro regiones: rotor, estator, imanes y ranuras. Estaría bien dividirlos en más regiones, por ejemplo separar los dientes de las ranuras del resto del rotor, ya que es una zona donde va a haber más pérdidas que en el resto del hierro, y por tanto una temperatura más elevada.

## **BIBLIOGRAFÍA**

- [1] Rotor Eddy Current Loss in Single-Phase Permanent Magnet Brushless DC Motor  
Zhu, Z. Q.; Chen, Y.; Howe, D.; Gliemann, J. H. Industry Applications Conference, 2007.  
42<sup>nd</sup> IAS Annual Meeting. Conference Record of the 2007 IEEE Volume , Issue , 23-27  
Sept. 2007 Page(s):537 – 543.
- [2] A.M. EL-Refaie, M.R. Shah, R. Qu, J.M. Kern, “Effect of Number of Phases on Losses  
in Conducting Sleeves of High Speed Surface PM Machine Rotors”, IEEE Industry  
Applications Society 42nd Annual Meeting, paper # IAS44p1, September 2007.
- [3] Improved analytical modelling of rotor eddy current loss in brushless machines  
equipped with surface-mounted permanent magnets Zhu, Z.Q.; Ng, K.; Schofield, N.;  
Howe, D. Electric Power Applications, IEE Proceedings - Volume 151, Issue 6, 7 Nov.  
2004 Page(s): 641 – 650.
- [4] K.Atallah, D.Howe, P.H.Mellor, and , D.A.Stone: ‘Rotor loss in permanent magnet  
brushless ac machines’, IEEE Trans. Ind. Appl., 2000, 36, (6), pp. 1612–1618.
- [5] Rotor eddy-current loss in permanent magnet brushless machines Toda, H.;  
Zhenping Xia; Jiabin Wang; Atallah, K.; Howe, D. Magnetics, IEEE Transactions on  
Volume 40, Issue 4, July 2004 Page(s): 2104 – 2106.
- [6] Zhu, Z.Q., Howe, D., and Chan, C.C.: ‘Improved analytical model for predicting the  
magnetic field distribution in brushless permanent magnet machines’, IEEE Trans.  
Magn., 2002, 38, pp. 229–238.
- [7] Deng, F.: ‘Commutation caused eddy current losses in permanent magnet brushless  
DC motors’, IEEE Trans. Magn., 1997, 33, pp. 4310–4318.
- [8] Deng, F.: ‘Analytical modeling of eddy current losses caused by pulse width-  
modulation switching in permanent-magnet brushless DC motors’, IEEE Trans. Magn,  
1998, 34, pp. 3728–3726.
- [9] Hor, P.J., Zhu, Z.Q., and Howe, D.: ‘Eddy-current loss in a moving coil tubular  
permanent magnet motor’, IEEE Trans. Magn., 1999, 35, (5), pp. 3601–3603.
- [10] G. J. Atkinson, B. C. Mecrow, and A. G. Jack, “The analysis of losses in high-power  
faulttolerant machines for aerospace applications,” *IEEE Trans. on Industry  
Applications*, vol. 42, no. 5, 2006, pp. 1162-1170.
- [11] H. W. Cho, S. M. Jang and S. K. Choi, “A design approach to reduce rotor losses in  
highspeed permanent magnet machine for turbo compressor,” *IEEE Trans. on  
Magnetics*, vol. 42, no. 10, 2006, pp. 3521-3523.

- [12] Abu Sharkh, S.M., Harris, M.R., and Taghizadeh Irenji, N.: 'Calculation of rotor eddycurrent loss in high-speed PM alternators'. Proc. Int. Conf. on electrical machines and drives, Cambridge, UK ,1997, pp. 170–174.
- [13] Mecrow, B.C., Jack, A.G., and Masterman, J.M.: 'Determination of rotor eddy current losses in permanent magnet machines'. Proc.Int. Conf. on electrical machines and drives, Oxford, UK, 1993,pp. 299–304.
- [14] Schofield, N., Ng, K., Zhu, Z.Q., and Howe, D.: 'Parasitic rotor losses in a brushless permanent magnet traction machine'. Proc. Int. Conf. on electrical machines and drives, Cambridge, UK, 1997, pp. 200–204.
- [15] Eddy-current loss in the rotor magnets of permanent-magnet brushless machines having a fractional number of slots per pole, Ishak, D. Zhu, Z.Q. Howe, D. Dept. of Electron. & Electr. Eng., Univ. of Sheffield, UK; Magnetics, IEEE Transactions on Publication Date: Sept. 2005, Volume: 41, Issue: 9 On page(s): 2462- 2469.
- [16] I. Takahashi, T. Koganezawa, G. Su, and K. Ohyama, "A Super High Speed PM Motor Drive System by a Quasi-Current Source Inverter," IEEE Trans. Industry Applications, vol. 30, pp. 683-690, 1994.
- [17] Eddy-current loss analysis in PM of surface-mounted-PM SM forelectric vehicles, Yoshida, K.; Hita, Y.; Kesamaru, K., Magnetics, IEEE Transactions on Volume 36, Issue 4, Jul 2000 Page(s):1941 – 1944.
- [18] Experimental verification of optimal flux weakening in surface PM machines using concentrated windings, El-Refaie, A.; Jahns, T.M.; McCleer, P.J.; McKeever, J.W. Industry Applications Conference, 2005. Fourtieth IAS Annual Meeting. Conference Record of the 2005, Volume 2, Issue , 2-6 Oct. 2005 Page(s): 1050 – 1057.
- [19] Eddy current loss in magnets and supports, technical report1: Literature survey, M. Kimiabeigi, Feb 2008.
- [20] K. F. Rasmussen, "Analytical prediction of magnetic field from surface mounted permanent magnet motor," in *Proc. Int. Electrical Machines and Drives Conf.*. Seattle, WA, 1999, pp. 34–36.
- [21] L. Chong, R. Dutta, M.F. Rahman, "Experimental verification of core and magnet losses in a concentrated wound IPM machine with V-shaped magnets used in field weakening". IEE transactions.
- [22] C. Deak, A. Binder, M. Mirzaei, D. Irimej and B. Funieru; Calculation of Eddy current losses in Permanent Magnets of Synchronous Machines Darmstadt University of Technology, Darmstadt, Germany 2008;
- [23] Juha Pyrhönen, Taoani Jokinen, Valeria Hrabovcová, "Design of Rotating Electrical Machines". Wiley.